

# ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

Unter Mitarbeit von

H. Busch, R. Feldtkeller, E. Hözlner, K. Hoffmann, O. Kirchner  
E. Kramar, A. Mehlis, W. Nestel, H. Piloty, L. Pungs, F. Schröter, W. O. Schumann  
M. Seddig, A. Siemens, R. Tamm, R. Theile, F. Tank, R. Vieweg, G. Wuckel

Begründet von

KARL WILLY WAGNER

Schriftleitung:

J. Piesch, J. Schunack, M. Strutt, A. Thoma

Geschäftsführende Redaktion:

F. Rühmann

BAND 15

APRIL 1961

HEFT 4

S. HIRZEL VERLAG · STUTTGART

**KWR**  
**KABELWERK RHEYDT AKT.-GES.**  
Trägerfrequenzkabel  
RHEYDT (RHLD.)

# INHALT

## Originalmitteilungen:

	Seite
Gleichstrom-Charakteristik des Unipolar-Transistors unter Berücksichtigung von Verlustwiderständen von A. H. Frei	161
Die Leistungsfähigkeit von zweistufigen Zwischenleitungsanordnungen von G. Bretschneider	166
Mechanische Filter mit Biegekopplung von M. Börner	175
Über die Darstellung von Lebensdauertestergebnissen bei der Herstellung von Transistoren von C. Villalaz	181
Zur Schaltungstechnik von Demodulatoren für Farbfernsehsignale nach dem NTSC-Verfahren von F. Jaeschke	187
Vergleich von Absorptionskennwerten der Ionosphäre aus Impulsamplitudenmessungen und Feldstärkeregistrierungen von H. Schwentek und G. Umlauft	200
<b>Buchbesprechungen</b>	199, 205

## ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG

### Schriftleitung:

Dr. phil. J. Piesch,  
Wien IV/50, Karlsplatz 13, Fernruf U 46530  
Dr.-Ing. J. Schunack,  
Berlin-Lichterfelde 1, Drakestraße 1a, Fernruf 732261  
Prof. Dr.-Ing. E. h. Dr. techn. M. Strutt,  
Zürich 7, Gloriastraße 35, Fernruf 327330  
Oberstudiendirektor Dr. phil. A. Thoma,  
Fulda, Heinrich-von-Bibra-Platz 1,  
Fernruf (vorm.) 2962, (nachm.) 4428

### Geschäftsführende Redaktion und Anzeigenverwaltung:

Ing. Friedrich Rühmann  
(17a) Karlsruhe-Durlach, Machstraße 4, Fernruf 42854  
Alle Zuschriften werden entweder an die Schriftleitung oder an die Geschäftsführende Redaktion erbeten.

### Geschäftliche Hinweise:

Der Bezug des Archivs der elektrischen Übertragung durch Verlag, Post und Buchhandel ist im Abonnement zum Preis von DM 20,— für das Vierteljahr möglich. Einzelhefte können zum Preis von DM 7,— geliefert werden.

Anzeigenaufträge und -anfragen bitten wir an die Anzeigenverwaltung der Zeitschrift zu richten.

# VOM WESEN DER NACHRICHT

von PROF. DR. G. MEGLA

204 Seiten mit 69 Bildern,  
6 Tafeln und zahlr. Tabellen. Ganzleinen DM 24,—

### 1. Kapitel. Die Nachricht

1.1 Vorbetrachtung — 1.2 Die Symbole der Nachricht — 1.2.1 Die Symbolarten — 1.2.2 Die Empfangsbereitschaft — 1.3 Die unbewußte Nachrichtenübertragung — 1.4 Die bewußte Nachrichtenübertragung — 1.5 Der Weg einer Nachricht — 1.6 Die transportfähige Nachricht mit langer Übertragungszeit — 1.7 Die transportfähige Nachricht mit kurzer Übertragungszeit

### 2. Kapitel. Die Nachrichtenverbindungen

2.1 Die Träger der Nachrichtensymbole — 2.1.1 Das Signal als Träger des Symbols — 2.1.2 Mechanische Träger — 2.1.3 Der elektrische Strom als Symbolträger — 2.1.4 Die akustische Trägerschwingung — 2.1.5 Die elektromagnetische Trägerschwingung — 2.2 Die Teilstrecken einer Verbindung — 2.3 Optische und akustische Verbindungen — 2.4 Interplanetarische Verbindungen

### 3. Kapitel. Die elektrische Nachrichtenübertragung

3.1 Verfahren der elektrischen Nachrichtenübertragung — 3.2 Der Informationsgehalt der elektrischen Nachrichtenübertragung — 3.3 Neue Anwendungsbiete

### 4. Kapitel. Die unmittelbare Nachrichtenübertragung

4.1 Vorbetrachtung — 4.2 Die nachrichtentechnischen Eigenschaften der Sinnesorgane — 4.3 Sinnesorgane und Nachrichtenverbindungen der Tiere — 4.4 Die Nachrichtenübertragung im Nervensystem

### Literaturverzeichnis — Sachwortverzeichnis

Es ist das erste Buch, das Sinn und Wesen der Nachrichtenübertragung in einer umfassenden Gesamtschau darstellt. Die schnelle Entwicklung der Technik verleitet dazu, die großen Zusammenhänge aus dem Auge zu verlieren, deren Kenntnis es erleichtern wird, den richtigen Weg voranzugehen und die gegebenen Möglichkeiten sinnvoll anzuwenden. Bedenkt man, daß das menschliche Gehirn rund 10 Milliarden Schaltelemente in Form von Nervenzellen besitzt, die modernen elektronischen Rechenmaschinen dagegen nur mehrere zehntausend Schaltelemente, so wird man der Nachrichtentechnik noch große Entwicklungsmöglichkeiten zuerkennen.

Die modernen Nachrichtensysteme nehmen nicht nur Wahrnehmungen auf, sondern sie konzentrieren, speichern, verarbeiten sie; darüber hinaus lösen sie auch ohne menschliche Hilfe logische, automatisch überwachte Handlungen aus.

Hier werden die bekannten Arten der Übertragung im Hinblick auf ihren Mechanismus untersucht, um die Übertragungseigenschaften und Qualität der Verfahren vergleichen und daraus Anregungen für die Fortentwicklung schöpfen zu können.

S. HIRZEL VERLAG · STUTTGART

# ARCHIV DER ELEKTRISCHEN ÜBERTRAGUNG (A.E.Ü.)

Unter Mitarbeit von H. Busch, R. Feldtkeller, E. Hölzler, K. Hoffmann, O. Kirchner, E. Kramar, A. Mehlis, W. Nestel, H. Piloty, L. Pungs, F. Schröter, W. O. Schumann, M. Seddig, A. Siemens, R. Tamm, F. Tank, R. Theile, R. Vieweg, G. Wuckel

Begründet von KARL WILLY WAGNER

Schriftleitung: J. Piesch, J. Schunack, M. Strutt, A. Thoma / Geschäftsführende Redaktion: F. Rühmann  
S. HIRZEL VERLAG, Stuttgart

Band 15

April 1961

Heft 4

## Gleichstrom-Charakteristik des Unipolar-Transistors unter Berücksichtigung von Verlustwiderständen

von ARMIN H. FREI, Princeton, N.J., U.S.A.

(A.E.Ü. 15 [1961], 161–165; eingegangen am 16. Januar 1961)

DK 621.382.32

Unter Berücksichtigung einer kontinuierlichen Raumladungsverteilung im Stromkanal wird eine verfeinerte Formel für das Ausgangskennlinienfeld des Unipolar-Transistors abgeleitet. Die Formel wird erweitert für den Fall von Verlustwiderständen zwischen dem aktiven Strompfad und dem Kathode- sowie dem Anodekontakt. Vergleichsmessungen an ausgeführten Unipolar-Transistoren ergeben eine um fast eine Größenordnung bessere Übereinstimmung zwischen Theorie und Messung als mit den bisher bekannten Formeln.

A theoretical formula for the d.c. drain characteristics of the unipolar field-effect transistor has been derived considering the space-charge field in the channel being smoothly distributed rather than assuming a step between space-charge region and conduction region. The effect of non-zero drain and source resistances is also included. The improved formulas have been checked by measurements on actual field-effect transistors. Agreement between theoretical and measured values is much better than for the hitherto known formulas.

### 1. Arbeitsweise des Unipolar-Transistors

Die Arbeitsweise des Unipolar-Transistors (UPT) kann aus Bild 1 verstanden werden. Der UPT besteht hauptsächlich aus einem flachen oder zylindri-

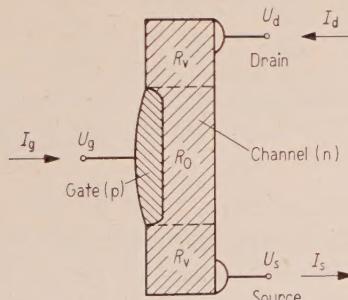


Bild 1. Schematische Darstellung eines Unipolar-Transistors aus n-dotiertem Halbleitermaterial und p-dotiertem Tor (Gate) mit den Kontakten für Steuerelektrode, Kathode (Source) und Anode (Drain).  $R_0$  ist der Widerstand des Kanals (Channel) bei nicht vorgespanntem Tor,  $R_v$  sind die Verlustwiderstände.

schen (Tecnetron) Stück n-leitendem Halbleitermaterial, an dessen Enden zwei ohmsche Kontakte, Kathode (Source) und Anode (Drain), angebracht sind. In der Mitte befindet sich die Steuerelektrode an einer p-leitenden Schicht, welche als Tor (Gate) dient. Am Stromtransport beteiligen sich somit nur Ladungsträger eines Vorzeichens

(unipolar), d. h., es besteht keine Injektion von Minoritätsträgern. Im normalen Betriebsfall ist das Tor negativ vorgespannt. Dies bewirkt, daß der Stromkanal (Channel) mehr und mehr an freien Ladungsträgern verarmt und so der Widerstand zwischen Kathode und Anode zusehends vergrößert wird. Anschaulich heißt dies, daß der Widerstand des stromführenden Kanals durch Verändern dessen wirksamen Querschnittes gesteuert wird, da die Ausdehnung des Feldes der p-n-Sperrschicht mit wachsender negativer Vorspannung des Tors zunimmt. Im sogenannten Abschnürzustand (pinch-off) ist dann der Strompfad zwischen Kathode und Anode ganz abgeschnitten.

Messungen ergeben, daß der Zusammenhang zwischen der Spannungsdifferenz  $U_d - U_s$  und dem Strom  $I_d = I_s$  mit  $U_g$  als Parameter ähnlich verläuft wie das Kennlinienfeld einer Hochvakuumpentode. Der Spannungsabfall an der Sperrschicht hat dann eine große Wirkung auf die Konzentration der freien Ladungsträger im Kanal, wenn die Dotierungsdichte im Kanal (n-Material) klein und im Tor (p-Material) groß ist. Ferner ist man bestrebt, die Breite des Kanals klein zu halten, weil die elektrostatische Wirkung des Steuerpotentials nicht sehr tief eindringt. Andererseits sollte der Kanalwiderstand  $R_0$  klein sein, weil der Wechselstromausgangswiderstand proportional zu  $R_0$  wächst.

Der UPT ist ein aktiver Dreipol mit einer Reihe bestechender Eigenschaften: einfacher Aufbau,

große Stabilität, hoher Eingangs- und Ausgangswiderstand ( $10^8$  bzw.  $10^5 \Omega$ ), kleine Eingangskapazität (Größenordnung 1 pF) und hohe Grenzfrequenz (einige 100 MHz erreichbar). In zunehmendem Maße wird der UPT als Trennstufe und in großen Quantitäten als digitales Schaltelement verwendet.

## 2. Gleichstromcharakteristik des Unipolar-Transistors

### 2.1. Ohne Verlustwiderstände

Die Berechnung des Ausgangskennlinienfeldes des UPT beruht auf der Lösung der Differentialgleichungen für den stromführenden Kanal. Die Schwierigkeit liegt darin, daß das Problem zweidimensional ist, und daß zudem eine Poissonsche Differentialgleichung (elektrostatisches Raumladungsfeld) und eine Laplacesche Differentialgleichung (Stromgleichung für den stationären Fall) gelöst werden müssen. Bisher haben alle Autoren dieses Problem durch Aufteilen des Kanals in zwei Teile vereinfacht: Einen Raumladungsbereich auf der Seite der Sperrsicht und einen stromleitenden Bereich auf der Seite der freien Oberfläche [1], [2], [3]. Dies führt im Cartesischen Fall [1] auf folgende Beziehungen für den Strom  $I_d$ :

$$I_d R_0 = (U_d - U_s) - \frac{2}{3} \frac{(U_d - U_g)^{3/2}}{W_0^{1/2}} + \frac{2}{3} \frac{(U_s - U_g)^{3/2}}{W_0^{1/2}}, \quad (1)$$

$$\frac{d(I_d R_0)}{dU_d} \bigg|_{\substack{U_s=0 \\ U_d=0}} = 1 - \frac{(-U_g)^{1/2}}{W_0^{1/2}},$$

worin  $R_0$  den Widerstand des Kanals für  $U_g = 0$  und  $W_0$  die Abschnürspannung bedeutet.

Diese Formel hat zudem den Nachteil, daß die Verlustwiderstände  $R_v$ , welche die gleiche Größenordnung wie der Kanalwiderstand  $R_0$  haben, infolge des  $3/2$ -Potenzgesetzes nicht analytisch in die Formel einbezogen werden können. Das durch die Beziehungen (1) beschriebene Kennlinienfeld ist in Bild 2 für den Fall  $U_s = 0$  dargestellt.

Im folgenden wird nun die Gleichstromcharakteristik des UPT abgeleitet unter der Voraussetzung,

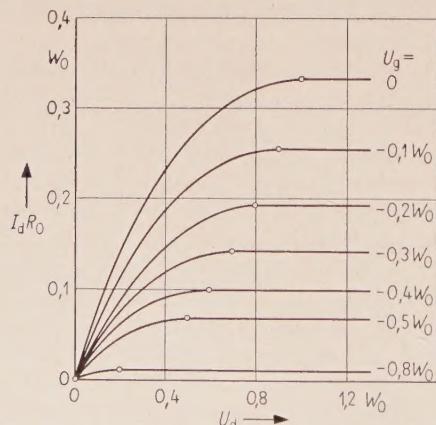


Bild 2. Aus den Gl. (1) berechnetes Kennlinienfeld. Die Punkte bezeichnen den Abschnürzustand (pinch-off).

daß das elektrostatische Feld und das Stromfeld ineinander übergehen. Wenn wir annehmen, daß sich an der freien Oberfläche des Kanals keine Flächenladung ausbildet und daß die Strombahnen parallel zu dieser Oberfläche verlaufen, können wir uns auf den in Bild 3 dargestellten symmetrischen Fall be-

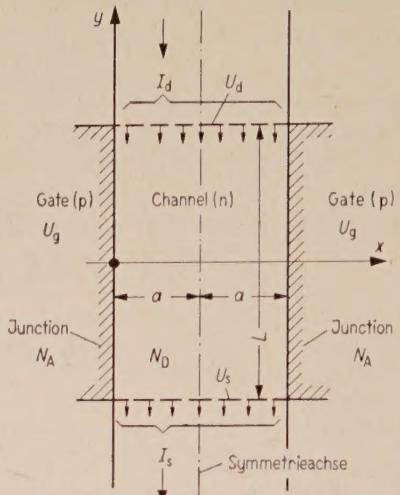


Bild 3. Schematische Darstellung des aktiven Stromkanals für einen symmetrischen Unipolar-Transistor.

schränken: Zwischen zwei in  $z$ -Richtung unendlich großen, mit der gleichen Spannung  $U_g$  vorgespannten Toren befindet sich der Stromkanal mit der Breite  $2a$ , der Länge  $L$  und der Tiefe  $d$ . An den Stellen  $y = \pm L/2$  liegen die Potentiale  $U_d$  und  $U_s$  von Anode und Kathode.

Die Donatorenendichte im Kanal sei  $N_D$ , die Akzeptorendichte der Tore betrage  $N_A$ . Ist die Länge des Kanals sehr groß gegen seine Breite, so kann in der Poissonschen Differentialgleichung

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = -\frac{\varrho}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}$$

bei gleicher Größenordnung der Potentiale der zweite Term vernachlässigt werden und es folgt

$$\frac{d^2 U}{dx^2} = -\frac{\varrho}{\varepsilon}. \quad (2)$$

Da  $N_A$  sehr viel größer als  $N_D$  ist und somit das Tor mit einer metallischen Platte, der Kanal hingegen mit einem Dielektrikum verglichen werden kann, gehorcht die Raumladungsdichte  $\varrho$  der Beziehung

$$\varrho = \varrho_0 \frac{\cosh \left( \frac{a-x}{l} \right)}{\cosh \left( \frac{a}{l} \right)}, \quad (3)$$

wobei  $\varrho_0 = e N_D$  die größtmögliche Raumladung des Kanals darstellt und  $l$  ein mit der Eindringtiefe des Feldes variierender Parameter ist. Infolge der Symmetrie ist  $dU/dx = 0$  für  $x = a$  und die einmalige Integration von Gl. (2) ergibt nach Einsetzen von Gl. (3) die Gleichung

$$\frac{dU}{dx} = \frac{\varrho_0 l}{\varepsilon} \frac{\sinh\left(\frac{a-x}{l}\right)}{\cosh\left(\frac{a}{l}\right)},$$

welche nach nochmaliger Integration mit der Bedingung  $U(x=0) = U_g$  auf die Beziehung

$$U = -\frac{\varrho_0 l^2}{\varepsilon} \frac{\cosh\left(\frac{a-x}{l}\right)}{\cosh\left(\frac{a}{l}\right)} + \frac{\varrho_0 l^2}{\varepsilon} + U_g$$

führt, welche mittels der Abschnürspannung  $W_0 = \varrho_0 a^2 / 2 \varepsilon$  auch in der Form

$$\frac{U - U_g}{2 W_0} = \left[ 1 - \frac{\cosh\left(\frac{a-x}{l}\right)}{\cosh\left(\frac{a}{l}\right)} \right] \left( \frac{l}{a} \right)^2 \quad (4)$$

geschrieben werden kann. In Bild 4 ist der Verlauf der relativen Raumladungsdichte  $\varrho/\varrho_0$  nach Gl. (3) und der bezogenen Spannungsdifferenz  $(U - U_g)/2 W_0$  für konstantes  $y$  dargestellt worden.

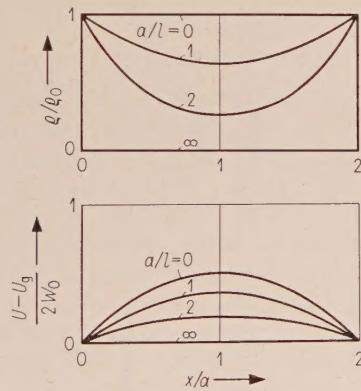


Bild 4. Verlauf der relativen Raumladungsdichte  $\varrho/\varrho_0$  nach Gl. (3) und der bezogenen Spannungsdifferenz  $(U - U_g)/2 W_0$  nach Gl. (4) in Funktion von  $x/a$  für die Parameter  $a/l = 0, 1, 2, \infty$ .

Für  $l = \infty$  sind alle freien Ladungsträger des Kanals vom Tor abgesaugt und es ergibt sich als Grenzwert von  $U - U_g$  für  $x = a$  und  $l \rightarrow \infty$  die maximale Spannungsdifferenz

$$U(x=a) - U_g = W_0,$$

d. h. die Abschnürspannung. Für den in  $y$ -Richtung von der Anode zur Kathode fließenden Strom, welcher an allen Stellen  $y$  denselben Wert  $I_d$  hat, erhält man

$$I_d = d \int_0^{2a} (en) \left( \mu_n \frac{\partial U}{\partial y} \right) dx = 2e \mu_n d \int_0^a n \frac{\partial U}{\partial y} dx$$

mit der Elementarladung  $e \approx 1,60 \cdot 10^{-19} \text{ C}$  und der Elektronenbeweglichkeit  $\mu_n$ .

Da  $\partial U / \partial y$  am Tor Null ist, hingegen für  $x = a$  den maximalen Wert  $dU_a / dy$  erreicht, kann nähe-

rungsweise

$$\frac{\partial U}{\partial y} = \frac{dU_a}{dy} \frac{x}{a}$$

geschrieben werden. Die am Stromtransport beteiligten Elektronen haben eine räumliche Dichte  $n$  vom Betrag

$$n = \frac{\varrho_0 - \varrho}{e} = \frac{\varrho_0}{e} \left[ 1 - \frac{\cosh\left(\frac{a-x}{l}\right)}{\cosh\left(\frac{a}{l}\right)} \right].$$

Damit folgt für den Strom

$$I_d = \frac{2 \mu_n d \varrho_0}{a} \frac{dU_a}{dy} \int_0^a x \left[ 1 - \frac{\cosh\left(\frac{a-x}{l}\right)}{\cosh\left(\frac{a}{l}\right)} \right] dx = \\ = 2 \mu_n da \varrho_0 \frac{dU_a}{dy} \left\{ \frac{1}{2} - \left( \frac{l}{a} \right)^2 \left[ 1 - \frac{1}{\cosh(a/l)} \right] \right\}.$$

Das zweite Glied in der geschweiften Klammer wird nun durch die Identität (4) ersetzt, so daß

$$I_d = 2 \mu_n da \varrho_0 \frac{dU_a}{dy} \left( \frac{1}{2} - \frac{U_a - U_g}{2 W_0} \right),$$

$$\int_{-L/2}^{L/2} I_d dy = 2 \mu_n da \varrho_0 \int_{U_s}^{U_d} \left( \frac{1}{2} - \frac{U_a - U_g}{2 W_0} \right) dU_a.$$

Als Widerstand  $R_0$  des Kanals bezeichnen wir den Quotienten

$$R_0 = \frac{L}{2 \mu_n da \varrho_0},$$

der in die die Beziehungen (1) ersetzen Gl. (7) eingeht:

$$I_d R_0 = \frac{U_d - U_s}{2} - \frac{(U_d - U_g)^2}{4 W_0} + \frac{(U_s - U_g)^2}{4 W_0}, \\ \frac{d(I_d R_0)}{dU_d} \Big|_{\substack{U_s=0 \\ U_d=0}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{U_g}{W_0} \right). \quad (7)$$

Der durch die Gl. (7) gegebene Verlauf des Kennlinienfeldes ist in Bild 5 für  $U_s = 0$  dargestellt. In den Formeln (7) kommen im Gegensatz zu den Formeln (1) nur ganzzahlige Exponenten mit

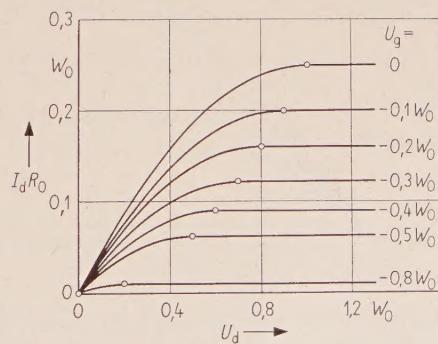


Bild 5. Aus den Gl. (7) berechnetes Kennlinienfeld. Die eingezeichneten Punkte kennzeichnen den Abschnürzustand.

den Werten 1 und 2 vor. Aus diesem Grunde können hier die Verlustwiderstände  $R_v$  mitberücksichtigt werden.

### 2.2. Berücksichtigung der Verlustwiderstände

Aus Bild 1 ist ersichtlich, daß im UPT die an die Kathode und Anode angrenzenden Gebiete immer gewisse Verlustwiderstände  $R_v$  aufweisen. Es fällt oft schwer, zu unterscheiden, wo genau die Wirkung des Tors auf den Stromkanal aufhört; zudem wird immer ein gewisser Teil des Halbleiterplättchens dazu gebraucht, um die Kontakte für Kathode und Anode zu befestigen. In Wirklichkeit ändern sich die Verlustwiderstände  $R_v$  in Funktion des angelegten Steuerpotentials  $U_g$ , weil sich die Stromverteilung am Anfang und am Ende des Kanals ändert. In erster Näherung wollen wir die Verlustwiderstände jedoch als konstant annehmen.

Bei bekannter Geometrie des UPT kann das Verhältnis  $R_v/R_0$  an einem vergrößerten Analogiemodell aus Widerstandspapier ausgemessen werden. Die Werte von  $R_v/R_0$  liegen für gebräuchliche UPT zwischen 0,5 und 3,0.

Unter der Annahme, daß die Geometrie des UPT symmetrisch bezüglich der  $x$ -Achse ist, kann man die Gleichstromcharakteristik des realen UPT mittels folgender Substitutionen berechnen:

$$I_d \rightarrow I_d, \quad (8)$$

$$U_d \rightarrow U_d - I_d R_v, \quad U_s \rightarrow U_s + I_d R_v, \quad U_g \rightarrow U_g.$$

Diese Größen beziehen sich auf den realen, mit Verlustwiderständen  $R_v$  behafteten UPT. Durch Einsetzen der Beziehungen (8) in die Formeln (7) erhält man für  $I_d$ :

$$I_d R_0 = \frac{\frac{U_d - U_s}{2} - \frac{(U_d - U_g)^2}{4 W_0} + \frac{(U_s - U_g)^2}{4 W_0}}{1 + \frac{R_v}{R_0} \left( 1 - \frac{U_d - 2U_g + U_s}{2W_0} \right)}, \quad (9)$$

$$\frac{d(I_d R_0)}{dU_d} \bigg|_{\substack{U_s=0 \\ U_d=0}} = \frac{\frac{1}{2} \left( 1 + \frac{U_g}{W_0} \right)}{1 + \frac{R_v}{R_0} \left( 1 + \frac{U_g}{W_0} \right)}.$$

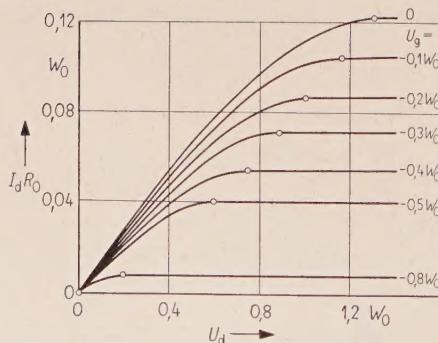


Bild 6. Aus den Gl. (9) berechnetes Kennlinienfeld. Die eingezeichneten Punkte bezeichnen den Abschnürzustand (Beginn des horizontalen Verlaufs der Kennlinien). Für  $R_v/R_0$  wurde der Wert 2,43 angenommen.

Die Korrekturfaktoren im Nenner streben gegen eins, sobald der Verlustwiderstand  $R_v$  zu Null wird. Das aus den Gl. (9) resultierende Kennlinienfeld ist in Bild 6 für ein Verhältnis  $R_v/R_0 = 2,43$  gezeichnet worden.

### 3. Vergleichsmessungen

Zur Kontrolle der verschiedenen Formeln für die Gleichstromcharakteristik des UPT wurden Messungen an realen UPT ausgeführt. Der dabei verwendete UPT-Querschnitt ist in Bild 7 dargestellt. Darin sind die gewählten Grenzlinien zwischen dem aktiven Stromkanal ( $R_0$ ) und den Verlustwiderständen  $R_v$  gestrichelt eingezeichnet; aus diesen Begrenzungen resultiert ein Verhältnis  $R_v/R_0 = 2,43$ . In Bild 8 ist schließlich das am realen UPT nach Bild 7 ausgemessene Kennlinienfeld  $I_d = f(U_d)$  mit  $U_g$  als Parameter aufgezeichnet. Die gemessene Abschnürspannung beträgt  $W_0 = 10,4$  V.

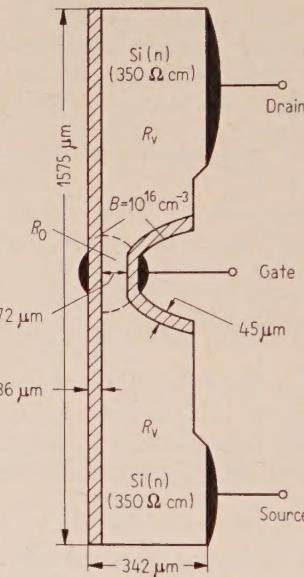


Bild 7. Querschnitt des für die Vergleichsmessungen verwendeten Silizium-Unipolar-Transistors. Der n-dotierte Kanal hat eine Phosphorkonzentration von  $1,5 \cdot 10^{19} \text{ m}^{-3}$ ; die p-dotierten Tore haben eine Bor-Konzentration von  $10^{22} \text{ m}^{-3}$ .

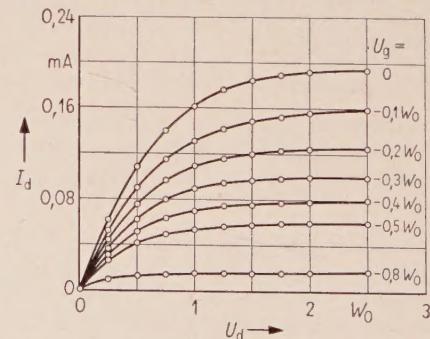


Bild 8. Gemessenes Kennlinienfeld des Unipolar-Transistors nach Bild 7. Die gemessene Abschnürspannung  $W_0$  beträgt 10,4 V.  $R_v/R_0$  wurde aus dem Analogiemodell zu 2,43 bestimmt.

In der Tabelle werden für einige charakteristische Größen des UPT die aus der Messung erhaltenen Werte des realen UPT nach Bild 7 (Kennlinienfeld Bild 8) mit den aus den Gl. (1) (Kennlinienfeld Bild 2), aus den Gl. (7) (Kennlinienfeld Bild 5) und aus den Gl. (9) (Kennlinienfeld Bild 6) berechneten Werten verglichen. Unter den entsprechenden

teilung im aktiven Kanal und mit Einrechnung der Verlustwiderstände  $R_v$  an beiden Enden des Stromkanals.

Schließlich ist noch zu bemerken, daß bis heute kein Autor die physikalischen Vorgänge im Kanal für Spannungsabfälle  $U - U_g$  zwischen Tor und Stromkanal, welche größer als die Abschnürspan-

	UPT Bild 8	Gl. (1) Bild 2	Gl. (7) Bild 5	Gl. (9) Bild 6
$\frac{I_{d\text{sat}}(U_g = 0)}{I_{d\text{sat}}(U_g = -0,5 W_0)}$	3,23	4,81	4,00	3,04
	0	+ 48,9%	+ 23,8%	- 5,9%
$\frac{I_{d\text{sat}}(U_g = 0)}{I_{d\text{sat}}(U_g = -0,8 W_0)}$	11,4	32,3	25,0	15,1
	0	+ 183%	+ 119%	+ 32,4%
$\frac{d(I_d R_0)}{dU_d} \Big _{U_d=0} \Big _{U_g=0}$	$\frac{1,30}{W_0}$	$\frac{3}{W_0}$	$\frac{2}{W_0}$	$\frac{1,20}{W_0}$
	0	+ 131%	+ 53,8%	- 7,7%
$\frac{d(I_d R_0)}{dU_d} \Big _{U_d=0} \Big _{U_g=-0,5 W_0}$	$\frac{1,84}{W_0}$	$\frac{4,24}{W_0}$	$\frac{4}{W_0}$	$\frac{2,82}{W_0}$
	0	+ 130%	+ 117%	+ 53,3%

Zahlenwerten sind dabei die auf die Meßwerte bezogenen prozentualen Fehler nach Betrag und Vorzeichen eingetragen. Da die Bestimmung des Kanalwiderstandes  $R_0$  aus den physikalischen Größen sehr schwierig ist und auf zusätzliche Fehler führen würde, sind die charakteristischen Größen des UPT in der Tabelle so gewählt, daß  $R_0$  darin keine Rolle spielt.  $I_{dsat}$  bedeutet dabei den Sättigungsstrom, welcher im Abschnürzustand durch den Kanal fließt.

Aus der Tabelle geht klar hervor, daß die Berechnung der Gleichstromcharakteristik des UPT nach den Gl. (9) zur bisher genauesten Beschreibung des Kennlinienfeldes führt, d. h. durch die Berücksichtigung einer kontinuierlichen Raumladungsver-

nung  $W_0$  sind, beschrieben hat. In diesem Gebiet nimmt man allgemein einen horizontalen Verlauf der  $I_d(U_d)$ -Kennlinien an (vgl. Bilder 2, 5, 6).

Für die sorgfältige Herstellung der für die Messung benötigten Unipolar-Transistoren sei Mr. R. R. VANNOZZI bestens gedankt.

#### Schrifttum

- [1] SHOCKLEY, W., A unipolar field-effect transistor. Proc. Inst. Radio Engrs. **40** [1952], 1365–1376.
- [2] DACEY, G. C. und ROSS, I. M., The field-effect transistor. Bell Syst. tech. J. **34** [1955], 1149–1189.
- [3] TESZNER, S. und THUÉ, M., Le tecnétron, nouvelle étape de développement des dispositifs à semi-conducteurs. Bull. Soc. Franç. Élect. **8** [1958], 683–700.

# Die Leistungsfähigkeit von zweistufigen Zwischenleitungsanordnungen

von GERHARD BRETSCHNEIDER

Mitteilung aus dem Zentral-Laboratorium der Siemens & Halske AG, München

(A.E.Ü. 15 [1961], 166–174; eingegangen am 27. Januar 1961)

DK 654.154.4:621.395

Bei der Berechnung der Leistungsfähigkeit von Zwischenleitungsanordnungen wird bisher immer gegenseitige Unabhängigkeit der Belegungsverteilungen in den einzelnen Stufen vorausgesetzt. Das führt zu Ergebnissen mit stark eingeschränktem Geltungsbereich. Im vorliegenden Beitrag werden erstmalig Verfahren angegeben, die die Abhängigkeit der Belegungsverteilungen bei zweistufigen symmetrischen Zwischenleitungsanordnungen berücksichtigen. Die Ergebnisse dieser Verfahren werden mit den Ergebnissen von Testen mit künstlichem Verkehr verglichen. Dabei zeigen sich durchweg gute Übereinstimmungen.

In calculating the efficiency of link systems it has always been assumed so far that the seizure distributions in the individual stages are mutually independent. This leads to results with considerably restricted range of validity. The present paper devises for the first time certain methods that consider the dependence of the seizure distributions with symmetrical two-stage link systems. The results of these methods are compared with those of tests with artificial traffic. The agreement turns out to be satisfactory throughout.

## 1. Allgemeines

Eine Koppelanordnung aus mehreren Koppelstufen wird als Zwischenleitungsanordnung (link system) bezeichnet, wenn eine Verbindungsleitung zwischen aufeinanderfolgenden Stufen — eine Zwischenleitung — nur dann belegt wird, wenn über sie noch freie Abnehmerleitungen der gewünschten Richtung erreichbar sind (Erläuterung der benutzten Bezeichnungen im Anhang 2).

Derartige Zwischenleitungsanordnungen werden speziell in indirekt gesteuerten (markierten) Fernsprechsystemen angewendet. Sie können aber auch in Direktwahlsystemen durch Koppelstufen mit Abschaltsteuerung verwirklicht werden (z. B. Wahlstufen mit Mischwählern).

Durch Verwenden von Zwischenleitungsanordnungen an Stelle einstufiger Koppelanordnungen kann man Koppelpunkte sparen. Eine wesentliche Voraussetzung ist aber, daß man die einstufigen Koppelanordnungen durch Zwischenleitungsanordnungen gleicher Leistungsfähigkeit in bezug auf das Abwickeln des Verkehrsflusses ersetzt.

Als Maß dieser Leistungsfähigkeit verwendet man bei Zwischenleitungsanordnungen durchweg — unabhängig von ihrer tatsächlichen Funktionsweise — die Verlustwahrscheinlichkeit (auch Verlust genannt), also die Wahrscheinlichkeit, daß ein Verbindungswunsch infolge Mangels an freien Verbindungswegen oder Abnehmerleitungen nicht ausgeführt werden kann. An Stelle der Verlustwahrscheinlichkeit kann man aber auch das gleichwertige Maß der effektiven Erreichbarkeit wählen [9], [10].

Im Prinzip kann die Verlustwahrscheinlichkeit für Zwischenleitungsanordnungen exakt bestimmt werden ([1]–[3]). Der erforderliche Rechenaufwand wächst aber derart rasch mit dem Umfang der Anordnungen an, daß dieser Lösungsweg selbst bei Verwendung elektronischer Rechenanlagen nur für sehr kleine und einfache Zwischenleitungsanord-

nungen gangbar ist. Daher besteht die Notwendigkeit, die Verlustwahrscheinlichkeit näherungsweise zu bestimmen.

Es gibt bereits eine große Anzahl von Verfahren, mit denen Näherungswerte für die Verlustwahrscheinlichkeit bei Zwischenleitungsanordnungen berechnet werden können ([1] und [4] — [11]). Bei allen diesen Verfahren wird in irgendeiner Form vorausgesetzt, daß die Verteilungen der belegten Zwischenleitungen in jeder Koppelstufe und die Verteilung der belegten Abnehmerleitungen unabhängig voneinander sind. Diese Hypothese ist notwendig, wenn der Rechenaufwand für die Näherungsverfahren klein bleiben soll. Sie hat aber zur Folge, daß — infolge mehrerer Möglichkeiten für den Typ der auszuwählenden Verteilungen — viele voneinander abweichende Näherungswerte für die Verlustwahrscheinlichkeit gewonnen werden können. Da die auszuwählenden Verteilungen meist nicht eindeutig bestimmbar sind, bleibt es dem Gutdünken überlassen, für welches Verfahren und damit für welchen Näherungswert man sich in konkreten Fällen entscheiden will.

Durch Vergleich der Näherungswerte mit Meßwerten, insbesondere solchen, die mit künstlich erzeugtem Zufallsverkehr gewonnen werden, kann man Näherungsverfahren objektiv prüfen. Dabei zeigt sich, daß die Unabhängigkeitshypothese eine sehr scharfe Bedingung ist. Sie beschränkt die Brauchbarkeit der überhaupt geeigneten unter den bekannten Näherungsverfahren auf kleine und kleinste Werte der Verlustwahrscheinlichkeit.

Im folgenden sollen für zweistufige Zwischenleitungsanordnungen Näherungsverfahren entwickelt werden, die auf die Unabhängigkeitshypothese verzichten und den gegenseitigen Einfluß der Verteilungen für die Anzahlen der belegten Zwischenleitungen und der Abnehmerleitungen berücksichtigen. Diese Verfahren erfordern einen bedeutend

größeren Rechenaufwand als die bisher bekannten Näherungsverfahren. Sie sind daher nur für eine Anwendung durch Rechenanlagen geeignet. Dafür aber stimmen die mit den neuen Verfahren ermittelten Näherungswerte auch bei großen Werten der Verlustwahrscheinlichkeit mit den Ergebnissen von Testen mit künstlichem Verkehr gut überein.

## 2. Aufgabenstellung

Gesucht sei die Verlustwahrscheinlichkeit — das ist die Wahrscheinlichkeit, daß ein zufällig ausgewählter Belegungseinfall ein Besetztzeichen erhält — zunächst für zweistufige symmetrische Zwischenleitungssysteme des in Bild 1 angegebenen Typs.

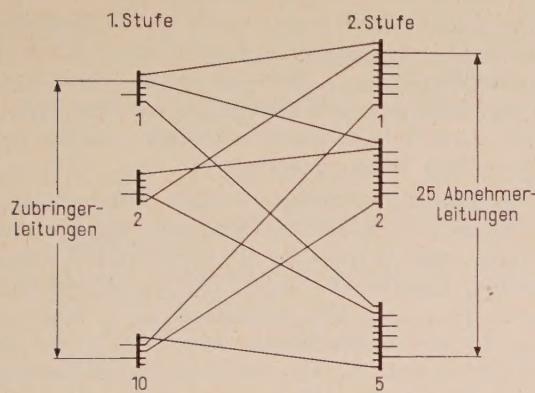


Bild 1. Zweistufige symmetrische Zwischenleitungsanordnung.

Wesentlich für diesen Typ zweistufiger Zwischenleitungsanordnungen ist es, daß

1. von jedem Koppelvielfach der 1. Stufe genau eine Zwischenleitung zu jedem Koppelvielfach der 2. Stufe führt,
2. die Zwischenleitungen ganz symmetrisch auf die Koppelvielfache in der 1. und 2. Stufe verteilt sind,
3. jedes Koppelvielfach der 2. Stufe gleich viel gleichberechtigte Abnehmerleitungen erreicht,
4. jede Abnehmerleitung nur an ein einziges Koppelvielfach der 2. Stufe angeschlossen ist,
5. alle Abnehmerleitungen in dieselbe Richtung führen.

Eine einfallende Belegung möge nur dann ein Besetztzeichen erhalten, wenn entweder jede von dem betroffenen Koppelvielfach der 1. Stufe ausgehende Zwischenleitung selbst besetzt ist oder wenn alle über sie erreichbaren Abnehmerleitungen über andere Zwischenleitungen belegt sind.

Die gesuchte Verlustwahrscheinlichkeit ist offensichtlich abhängig von dem Verkehrswert (Größe) des angebotenen Verkehrs und von dessen Verteilung auf die Eingangsteilgruppen. Im folgenden sei angenommen, daß bei der Verteilung des Verkehrs keine der Zubringerteilgruppen vor den anderen bevorzugt ist.

Diese Voraussetzung ist zwar nicht unbedingt erforderlich, um die später anzugebenden Näherungsverfahren anwenden zu können, sie erleichtert aber die Berechnungen beträchtlich und ist zudem im allgemeinen in der Praxis weitgehend erfüllt.

Die Verlustwahrscheinlichkeit ist darüber hinaus auch abhängig von der Einfallweise der Belegungen. Es können im wesentlichen zwei verschiedene Annahmen hierfür gemacht werden. In beiden Fällen sei vorausgesetzt, daß die erfolgreichen Belegungen eine von den Einfallzeitpunkten unabhängige Wahrscheinlichkeitsverteilung für ihre Belegungsdauern haben.

### Annahme 1

Die Einfallwahrscheinlichkeit für eine Belegung in jedem Koppelvielfach sei unabhängig von den Einfallzeitpunkten aller vorhergehenden Belegungen (Unabhängigkeit von der Vorgeschichte) und unabhängig vom Belegungszustand der Anordnung.

In diesem Fall erhält man eine Exponentialverteilung für die Einfallabstände aller Belegungen eines Koppelvielfachen der 1. Stufe. Wenn  $a_m$  ihr mittlerer Einfallabstand ist, dann ist der Kehrwert  $C_m = 1/a_m$  die mittlere Anzahl der in der Zeiteinheit einfallenden Belegungen. Multipliziert mit der mittleren Belegungsdauer  $t_m$  der erfolgreichen Belegungen, ergibt sich der Verkehrswert  $A_T$  des Verkehrsangebots an ein Koppelvielfach der 1. Stufe.  $A_T$  ist in diesem Fall unabhängig vom Belegungszustand,

$$A_T = t_m/a_m. \quad (1)$$

Es wird also vorausgesetzt, daß jedem Koppelvielfach der 1. Stufe ein Zufallsverkehr mit dem Verkehrswert  $A_T$  zugeführt wird.

Die hier angenommenen Eigenschaften werden z. B. von einem Modell erfüllt, bei dem das Verkehrsangebot jedem Koppelvielfach der 1. Stufe von unbegrenzt vielen gleichwertigen, voneinander unabhängigen Verkehrsquellen direkt zugeführt wird.

Dieses Modell macht es erklärlich, warum man Berechnungen, die unter Annahme 1 über die Einfallweise der Belegungen hergeleitet sind, als gültig für das Modell einer Zwischenleitungsanordnung mit unbegrenzt vielen Zubringerleitungen bezeichnet. Es muß jedoch festgehalten werden, daß die Existenz unbegrenzt vieler Zubringerleitungen für die Gültigkeit der gewonnenen Ergebnisse weder notwendig noch hinreichend ist.

### Annahme 2

Die Anzahl  $N$  der Zubringerleitungen für jedes Koppelvielfach ist endlich, und die Einfallwahrscheinlichkeit einer Belegung in einem solchen Koppelvielfach ist direkt proportional zu der Anzahl der freien Zubringerleitungen. Sie soll jedoch nicht abhängen vom Belegungszustand der anderen Koppelvielfache der 1. Stufe und unabhängig sein von der Vorgeschichte.

In diesem Fall erhält man auf jeder einzelnen Zubringerleitung eine Exponentialverteilung für die Abstände der Belegungen, also der Zeitabschnitte vom Ende einer Belegung bis zum Beginn der folgenden Belegung.

Wenn  $a_{2m}$  der Mittelwert der Belegungsabstände auf einer Zubringerleitung ist und bei einem Koppelvielfach der 1. Stufe  $x$  der  $N$  Eingänge belegt sind, dann fallen dort in diesem Zustand neue Belegungen in exponentiell verteilten Abständen mit dem Mittelwert  $a_{2m}/(N - x)$  ein. Bezeichnet man wieder die mittlere Belegungsdauer der erfolgreichen Belegungen mit  $t_m$ , dann erhält man mit

$$A_x = (N - x) \frac{t_m}{a_{2m}}$$

den Verkehrswert des Verkehrsangebots für ein Koppelvielfach der 1. Stufe im Zustand „ $x$  Eingänge belegt“.

Der über alle Zustände gemittelte Verkehrswert  $A_T$  des tatsächlichen Verkehrsangebots pro Koppelvielfach ist bei der hier behandelten Annahme von der Verlustwahrscheinlichkeit  $B$  im Zwischenleitungssystem abhängig.

Man erhält nämlich für den mittleren Einfallabstand  $a_{1m}$  der Belegungen auf einer Zubringerleitung (diese Abstände sind nicht exponentiell verteilt)

$$a_{1m} = a_{2m} + (1 - B) t_m$$

und damit als mittleren Verkehrswert  $A_T$  für den Verkehr, der einem Koppelvielfach der 1. Stufe tatsächlich angeboten wird,

$$A_T = N \frac{t_m}{a_{1m}} = \frac{N A_0}{N + (1 - B) A_0}. \quad (2)$$

Hierbei ist  $A_0$  der Verkehrswert des Verkehrsangebots für ein Koppelvielfach der 1. Stufe im Zustand „alle Eingänge frei“.

Die hier gewählten Annahmen sind für ein Modell erfüllt, bei dem jede der  $N$  Zubringerleitungen von einem eigenen Zufallsverkehr mit dem Verkehrswert

$$\frac{t_m}{a_{2m}} = \frac{A_0}{N}$$

gespeist wird. Aus diesem Grund bezeichnet man Ergebnisse, die unter der Annahme 2 über die Einfallsweise der Belegungen hergeleitet sind, als gültig für eine Zwischenleitungsanordnung mit endlich vielen Zubringerleitungen.

Nicht die endliche Anzahl  $N$  der Zubringerleitungen ist jedoch entscheidend, sondern daß der Verkehrswert des Verkehrsangebots an ein Koppelvielfach der 1. Stufe linear abhängig ist von der Anzahl der freien Ausgänge dieses Koppelvielfaches. Für die exakte Gültigkeit der unter Annahme 2 hergeleiteten Ergebnisse ist also speziell diese Voraussetzung zu prüfen.

In beiden Fällen ist der Verkehrswert  $A_G$  des tatsächlichen Gesamtangebots durch

$$A_G = h A_T \quad (3)$$

gegeben, wobei  $h$  die Anzahl der Koppelvielfache der 1. Stufe bezeichnet.

Die im folgenden zu behandelnden Rechenverfahren erlauben die Berechnung von Näherungswerten für die Verlustwahrscheinlichkeit bei dem angegebenen Typ zweistufiger Zwischenleitungssysteme für beide Annahmen über die Art des Belegungseinfalls. Diese Verfahren sollen jedoch nur für Annahme 1 erläutert und erst später auf Annahme 2 ausgedehnt werden.

### 3. Das Verfahren unabhängiger Erlangscher Verteilungen

Zur Berechnung eines Näherungswertes der Verlustwahrscheinlichkeit für zweistufige Zwischenleitungsanordnungen des Typs von Bild 1 ist das folgende einfache Verfahren angegeben worden:

Im Fall der Annahme 1 über die Einfallweise der Belegungen setzt man voraus (siehe [4]):

1. Die Anzahl der belegten unter den  $k_1$  Zwischenleitungen, die von einem bestimmten der  $h$  Koppelvielfache der 1. Stufe ausgehen, wird durch eine Erlangsche Wahrscheinlichkeitsverteilung für einen Zufallsverkehr mit dem Verkehrswert  $A_T = A/h$  Erlang gegeben.
2. Die Anzahl der belegten unter den  $v_2 = k_1 k_2$  vorhandenen Abnehmerleitungen wird ebenfalls durch eine Erlangsche Wahrscheinlichkeitsverteilung gegeben ( $k_2$  Anzahl der Abnehmerleitungen, die an ein Koppelvielfach der 2. Stufe angeschlossen sind). Hierbei hat der Verkehr den Verkehrswert  $A$ . Die entstehende Belastungsverteilung soll völlig symmetrisch sein, d. h., alle durch Umnummerierung der Abnehmerleitungen ineinander überführbaren Zustände sollen gleichwahrscheinlich sein.
3. Die Verteilungen in 1 und 2 sind voneinander statistisch unabhängig.

Unter diesen Voraussetzungen läßt sich ein Näherungswert für die gesuchte Verlustwahrscheinlichkeit berechnen.

Eine in irgendeinem Koppelvielfach der 1. Stufe einfallende Belegung, die  $\mu$  besetzte Zwischenleitungen antrifft, erhält ein Besetzzeichen, wenn die über die  $(k_1 - \mu)$  noch freien Zwischenleitungen erreichbaren  $(k_1 - \mu)k_2$  Abnehmerleitungen alle besetzt sind. Letzteres ist der Fall, wenn insgesamt  $\beta$  Abnehmerleitungen besetzt sind ( $\beta \geq (k_1 - \mu)k_2$ ) und sich darunter die  $(k_1 - \mu)k_2$  erreichbaren Abnehmerleitungen befinden. Als Wahrscheinlichkeit dafür erhält man nach einiger Rechnung

$$\varepsilon_\mu = \frac{E_{v_2}(A)}{E_{\mu k_2}(A)}. \quad (4)$$

Hierbei ist  $E_y(A)$  die Erlangsche Verlustwahrscheinlichkeit.

Durch Multiplikation von  $\varepsilon_\mu$  mit der Wahrscheinlichkeit  $E_{k_1}^u(A/h)$ , in einem Koppelvielfach der 1. Stufe  $\mu$  belegte Zwischenleitungen anzutreffen, und anschließende Summation über  $\mu$  erhält man als Näherungswert für die gesuchte Verlustwahrscheinlichkeit

$$B(A) = \sum_{\mu=0}^{k_1} \frac{E_{v_2}(A)}{E_{\mu k_2}(A)} E_{k_1}^u\left(\frac{A}{h}\right). \quad (5)$$

Die hiernach berechneten Werte können sich nur bei kleinen Werten der Verlustwahrscheinlichkeit den wahren Werten annähern. Die Voraussetzungen 1 und 2 bedeuten nämlich, daß der Einfluß der Verteilungen auf den Zwischenleitungen und Abnehmerleitungen vernachlässigbar ist.

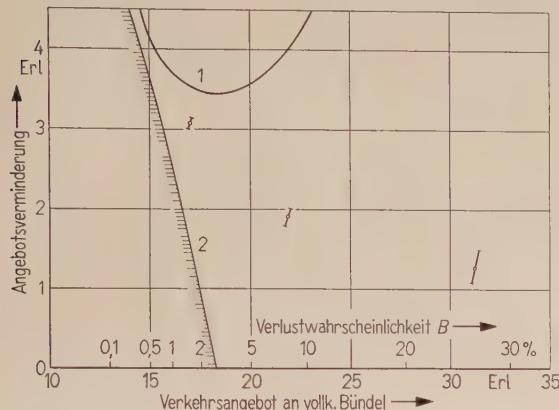


Bild 2. Vergleich von Näherungswerten mit Testergebnissen für die Zwischenleitungsanordnung von Bild 1: „Verfahren unabhängiger Erlangscher Verteilungen“.

1 Kurve berechneter Näherungswerte,  
2 untere Grenzkurve,  
-○- Testergebnisse mit Vertrauensintervall  
(95% statistische Sicherheit).

Ein Vergleich von Rechenwerten mit Testwerten für das Zwischenleitungsmode von Bild 1 zeigt Bild 2. Wie man daraus sieht, sind die mit dem hier behandelten Näherungsverfahren berechneten Werte (Kurve 1) bei mittleren und großen Werten der Verlustwahrscheinlichkeit ganz unbrauchbar. Dies läßt sich abstellen, wenn man die Voraussetzung 1 fallen läßt. Man kann die Wahrscheinlichkeitsverteilung  $[\mu]$  für die Anzahl  $\mu$  der belegten Zwischenleitungen nämlich bereits auf Grund der übriggebliebenen beiden Voraussetzungen berechnen. Und zwar aus dem Gleichungssystem

$$[\mu]\mu = \frac{A}{h} [\mu - 1] (1 - \varepsilon_{\mu-1}) \quad (\mu = 1, 2, \dots, k_1) \quad (6)$$

und der Zusatzbedingung

$$\sum_{\mu=0}^{k_1} [\mu] = 1.$$

Hierbei werden die Sperrwahrscheinlichkeiten  $\varepsilon_\mu$  durch Gl. (4) gegeben. Für die Verlustwahrscheinlichkeit erhält man dann

$$B(A) = \sum_{\mu=0}^{k_1} [\mu] \varepsilon_\mu. \quad (7)$$

Auch diese Abänderung des Näherungsverfahrens kann aus prinzipiellen Gründen noch nicht zu völlig befriedigenden Ergebnissen führen. Es ist zwar berücksichtigt, daß die Belastungsverteilung auf den Abnehmerleitungen die Belastungsverteilung auf den Zwischenleitungen beeinflußt, jedoch ist nicht berücksichtigt, daß umgekehrt auch die Belastungs-

verteilung auf den Zwischenleitungen einen Einfluß auf die der Abnehmerleitungen hat.

#### 4. Das Belastungsverteilungsverfahren mit Erreichbarkeitsausgleich

Bei dem im Abschnitt 3 dargestellten einfachen Näherungsverfahren war angenommen worden, daß die Belastungsverteilung auf den Abnehmerleitungen eine Erlangsche Verteilung, also die eines vollkommenen Bündels ist (siehe Abschnitt 3, Voraussetzung 2). Nun ergibt die Berechnung aber gerade, daß die Verlustwahrscheinlichkeit bei den betrachteten zweistufigen Zwischenleitungsanordnungen größere Werte annimmt als bei einem vollkommenen Bündel. Daher kann sich auf den Abnehmerleitungen sicher nicht die Belastungsverteilung eines vollkommenen Bündels einstellen.

Es ist naheliegend, statt dessen anzunehmen, daß sich auf den Abnehmerleitungen eine Belastungsverteilung wie auf einem idealen unvollkommenen Bündel einstellt (siehe Anhang 1), dessen Erreichbarkeit so gewählt ist, daß sich bei gleichem Angebot und gleicher Anzahl der Abnehmerleitungen die gleiche Verlustwahrscheinlichkeit ergibt wie für die betrachtete zweistufige Zwischenleitungsanordnung. Mit anderen Worten, die Belastungsverteilung auf den Abnehmerleitungen soll die eines idealen unvollkommenen Bündels sein, dessen Erreichbarkeit der effektiven Erreichbarkeit der gegebenen Zwischenleitungsanordnung entspricht (siehe [9], [10]).

Da die hierzu benötigte effektive Erreichbarkeit der Zwischenleitungsanordnungen erst nach der Berechnung der Verlustwahrscheinlichkeit bestimmt werden kann, müssen die effektive Erreichbarkeit und die Verlustwahrscheinlichkeit durch Iteration ermittelt werden.

Hiernach ergibt sich folgender Rechengang für dieses Näherungsverfahren:

Eine in irgendeinem Koppelvielfach der 1. Stufe der Zwischenleitungsanordnung eintretende Belegung, die  $\mu$  der  $k_1$  Zwischenleitungen besetzt findet, geht dann und nur dann verloren, wenn die über die freien Zwischenleitungen erreichbaren  $(k_1 - \mu)k_2$  Abnehmerleitungen alle besetzt sind.

Hierfür ergibt sich (siehe Anhang 1, Gl. (19)), wenn  $k$  die Erreichbarkeit des Abnehmerbündels bezeichnet, die Wahrscheinlichkeit

$$\varepsilon_\mu = S(A; v_2; k; (k_1 - \mu)k_2). \quad (8)$$

Mit diesem Wert als Sperrwahrscheinlichkeit erhält man die Wahrscheinlichkeit  $[\mu]$  für  $\mu$  belegte Zwischenleitungen aus Gl. (6) und den Näherungswert der Verlustwahrscheinlichkeit  $B(A; k)$  aus Gl. (7).

Wenn  $k$  gleich der effektiven Erreichbarkeit  $k_{\text{eff}}$  der Zwischenleitungsanordnung ist, dann muß

$$B(A; k) = J(A; v_2; k) = S(A; v_2; k; k) \quad (9)$$

gelten. Hat  $k$  dagegen einen anderen Wert, so erhält man

$$B(A; k) > J(A; v_2; k) \quad \text{bei } k > k_{\text{eff}}$$

und

$$B(A; k) < J(A; v_2; k) \quad \text{bei } k < k_{\text{eff}}. \quad (10)$$

Wegen der Ungleichungen (10) ist es möglich, die effektive Erreichbarkeit der zweistufigen Zwischenleitungsanordnungen und damit den Wert ihrer Verlustwahrscheinlichkeit iterativ zu bestimmen.

Die Diskussion der Brauchbarkeit dieses Verfahrens sei zunächst zurückgestellt (s. Abschnitt 8).

### 5. Das Erreichbarkeitsverfahren mit Belastungsausgleich

Eine in irgendeinem Koppelvielfach der ersten Stufe einfallende Belegung, die  $\mu$  besetzte Zwischenleitungen vorfindet, kann über die freien Zwischenleitungen  $(k_1 - \mu)k_2$  der insgesamt  $v_2$  Abnehmerleitungen erreichen.

Bei dem vorliegenden Näherungsverfahren nimmt man nun an, daß die Wahrscheinlichkeit, mit der eine solche Belegung verloren geht, gleich der entsprechenden Wahrscheinlichkeit bei einem ideal gemischten unvollkommenen Bündel gleicher Leitungsanzahl  $v_2$  und gleicher Erreichbarkeit  $(k_1 - \mu)k_2$  ist. Wenn man den Verkehrswert des zugehörigen Verkehrsangebotes mit  $\tilde{A}$  bezeichnet — dieser Wert möge zunächst als freier Parameter angesehen werden — dann erhält man hierfür (siehe Anhang 1, Gl. (20))

$$\varepsilon_\mu = J(\tilde{A}; v_2; (k_1 - \mu)k_2). \quad (11)$$

Mit diesem Wert als Sperrwahrscheinlichkeit kann man die Wahrscheinlichkeit  $[\mu]$  für  $\mu$  belegte Zwischenleitungen aus dem Gleichungssystem (6) und einen Näherungswert für die Verlustwahrscheinlichkeit  $B(A; \tilde{A})$  aus Gl. (7) gewinnen.

Wenn man für den in diese Berechnung eingehenden rechnerischen Verkehrswert  $\tilde{A}$  einfach den Verkehrswert  $A$  des tatsächlich angebotenen Verkehrs einsetzt, dann ergeben sich mit wachsenden Werten der Verlustwahrscheinlichkeit immer größere Abweichungen der berechneten von den durch Teste ermittelten Werten der Verlustwahrscheinlichkeit. Und zwar liegen die errechneten Werte durchweg zu hoch.

Es ist nun naheliegend, den rechnerischen Verkehrswert  $\tilde{A}$  so zu bestimmen, daß die mit ihm nach der Interconnectionformel auf den  $v_2$  Abnehmerleitungen errechnete Belastung  $y$  gleich der Belastung wird, die sich aus dem tatsächlichen Verkehrsangebot  $A$  und der errechneten Verlustwahrscheinlichkeit ergibt. Das rechnerische Verkehrsangebot  $\tilde{A}$  erhält man also bei Erreichbarkeit  $k$  aus der Definitionsgleichung

$$A(1 - B(A; \tilde{A})) = \tilde{A}(1 - J(\tilde{A}; v_2; k)). \quad (12)$$

Für die in diese Formel eingehende Ausgleichsreichbarkeit  $k$  kann man entweder die maximale Erreichbarkeit  $k_1 k_2$ , die mittlere Erreichbarkeit

$$\left\{ k_1 - \frac{A}{h} (1 - B(A; \tilde{A})) \right\} k_2$$

oder eine modifizierte mittlere Erreichbarkeit (13)

$$k = \left\{ k_1 - \frac{A}{h} (1 - B(A; \tilde{A})) \right\} k_2 + \frac{A}{h} (1 - B(A; \tilde{A}))$$

wählen, bei der in Analogie zu einstufigen Anordnungen die mittlere Anzahl der belegten Zwischenleitungen zur mittleren Erreichbarkeit hinzugezählt ist.

Auch dieses Verfahren macht Iterationen nötig. Zur Berechnung von  $B(A; \tilde{A})$  ist nämlich (siehe Gl. (11)) die Kenntnis von  $\tilde{A}$  erforderlich. Dieser Wert kann aber erst mit Hilfe von Gl. (12) und evtl. von Gl. (13) nach Kenntnis von  $B(A; \tilde{A})$  berechnet werden.

Da die Interconnectionformel nur für ganzzahlige Werte der Erreichbarkeit erklärt ist, da sich aber andererseits aus Gl. (13) im allgemeinen keine ganzzahligen Werte für die mittlere Erreichbarkeit ergeben, erfordert das Verfahren in diesem Fall zusätzlich noch Interpolationen, um nach Gl. (12) den Wert von  $\tilde{A}$  zu bestimmen.

Auch bei diesem Verfahren sei die Diskussion seiner Brauchbarkeit zunächst zurückgestellt (siehe Abschnitt 8).

### 6. Ausdehnung des Anwendungsbereichs der Näherungsverfahren

Die in den Abschnitten 4 und 5 angegebenen Näherungsverfahren können nicht nur auf Zwischenleitungsanordnungen des im Abschnitt 2 angegebenen Typs, sondern auch auf etwas allgemeinere Anordnungstypen angewendet werden. Für solche Anordnungen braucht man nicht mehr zu fordern, daß von jedem Koppelvielfach der 1. Stufe genau eine Zwischenleitung zu jedem Koppelvielfach der 2. Stufe führt, sondern es genügt nunmehr, wenn

- 1a) von jedem Koppelvielfach der 1. Stufe gleich viel Zwischenleitungen ausgehen,
- 1b) von jedem Koppelvielfach der 1. Stufe höchstens eine Zwischenleitung zu jedem Koppelvielfach der 2. Stufe führt,
- 1c) zu jedem Koppelvielfach der 2. Stufe gleich viel Zwischenleitungen hinführen.

Die Forderungen, daß

2. die Zwischenleitungen symmetrisch verteilt sind und
3. jedes Koppelvielfach der 2. Stufe gleich viel gleichberechtigte Abnehmerleitungen erreicht, müssen unverändert beibehalten werden. Dagegen braucht man nicht mehr zu verlangen, daß jede Abnehmerleitung nur an ein Koppelvielfach der 2. Stufe angeschlossen sein darf. Statt dessen muß man fordern, daß

- 4a) von jedem Koppelvielfach der 1. Stufe aus nur solche Koppelvielfache der 2. Stufe erreicht werden dürfen, deren Ausgänge nicht miteinander vielfach geschaltet sind,
- 4b) die Abnehmerleitungen gleichartig auf alle Koppelvielfache der 2. Stufe verteilt sein müssen.

Bisher wurde weiter vorausgesetzt, daß alle Abnehmerleitungen gleichwertig sind, daß also innerhalb der Zwischenleitungsanordnung keine Richtungsaufteilung des Verkehrs erfolgt. Die angegebene

nen Näherungsverfahren lassen sich jedoch so verallgemeinern, daß auch zweistufige symmetrische Zwischenleitungsanordnungen mit Richtungsaufteilung damit beherrscht werden können. Bedingung dafür ist, daß sich der Gesamtverkehr in der 2. Stufe zu gleichen Teilen in alle  $R$  Richtungen aufteilt, daß jede Richtung gleich viel ( $v_2$ ) Abnehmerleitungen besitzt, von denen über jedes Koppelvielfach der 2. Stufe gleich viel ( $k_2$ ) erreichbar sind, und daß die Anordnungen im übrigen die oben angegebenen Bedingungen 1 bis 4 erfüllen. In den Näherungsverfahren braucht man dann nur in einigen Formeln  $A$  durch  $A/R$  zu ersetzen.

### 7. Verlustberechnung für Zwischenleitungsanordnungen mit endlich vielen Zubringerleitungen

Für die Berechnung der Verlustwahrscheinlichkeit von zweistufigen symmetrischen Zwischenleitungsanordnungen lassen sich auch bei der Annahme 2 über die Einfallsweise der Belegungen Näherungsverfahren der in den Abschnitten 4 und 5 beschriebenen Art angeben.

Die Anzahl  $N$  der Zubringerleitungen pro Koppelvielfach der 1. Stufe kann beliebig sein. Ihre Gesamtanzahl  $Nh$  für die ganze Anordnung möge jedoch groß gegen die Anzahl  $v_2$  der Abnehmerleitungen pro Richtung sein. Damit wird sicher gestellt, daß die Belastungsverteilungen auf den Abnehmerleitungen angenähert durch die der idealen einstufigen Gruppierungen ersetzt werden können. Das bedeutet, daß die Formeln (8) und (11) ungeändert beibehalten werden können. Wenn die Bedingung „ $Nh$  groß gegen  $v_2$ “ nicht erfüllt ist, dann ergibt sich mit den Näherungsverfahren eine Abschätzung der Verlustwahrscheinlichkeit nach oben.

Das Gleichungssystem für die Zustandswahrscheinlichkeiten  $[\mu]$  für  $\mu$  belegte Zwischenleitungen läßt sich mit dem Verkehrswert  $A_0$  des Verkehrsangebots pro Koppelvielfach im Zustand „0 Eingänge belegt“ als Parameter aufstellen. Und zwar erhält man anstelle von Gl. (6) das Gleichungssystem

$$[\mu] \mu = \frac{A_0(N - \mu + 1)}{N} [\mu - 1] (1 - \varepsilon_{\mu-1}) \quad (14)$$

$$(\mu = 1, \dots, k_1)$$

mit der Zusatzbedingung

$$\sum_{\mu=0}^{k_1} [\mu] = 1.$$

Hiermit ergibt sich der Verkehrswert des tatsächlichen Angebots pro Koppelvielfach aus

$$A_T = \sum_{\mu=0}^{k_1} [\mu] \frac{A_0(N - \mu)}{N} =$$

$$= A_0 \sum_{\mu=0}^{k_1} [\mu] \frac{N - \mu}{N} \quad (15)$$

und der Verkehrswert  $A_G$  des tatsächlichen Gesamtangebots nach Gl. (3). Als Verlustwahrscheinlichkeit, bezogen auf das Gesamtangebot, erhält man schließlich

$$B(A_G) = \frac{h \sum_{\mu=0}^{k_1} [\mu] A_0 \frac{(N - \mu)}{N} \varepsilon_{\mu}}{A_T h} =$$

$$= \frac{\sum_{\mu=0}^{k_1} [\mu] \frac{N - \mu}{N} \varepsilon_{\mu}}{\sum_{\mu=0}^{k_1} [\mu] \frac{N - \mu}{N}}.$$
(16)

Nach Wahl eines Wertes für den Parameter  $A_0$  erhält man also einen Wert  $A_G$  für den tatsächlichen Verkehrswert des Gesamtverkehrs und die zugehörige Verlustwahrscheinlichkeit  $B(A_G)$ . Um zu erreichen, daß der Verkehrswert des tatsächlichen Gesamtverkehrs die vorgegebene Größe annimmt, die auch bei der Bestimmung der  $\varepsilon_{\mu}$  nach Gl. (8) bzw. (11) und bei den zugehörigen Iterationsschritten verwendet wird, muß man den Wert des Parameters abändern. Nur durch dieses zusätzliche Iterationsverfahren zur Bestimmung desjenigen Wertes von  $A_0$ , bei dem ein tatsächliches Gesamtangebot der gewünschten Größe  $A$  entsteht, und durch die Verwendung von Gl. (14) bis (16) anstelle von Gl. (6) und (7) unterscheiden sich die Näherungsverfahren für den Fall der Annahme 2 über die Einfallsweise der Belegungen von den in den Abschnitten 4 und 5 dargelegten Verfahren.

### 8. Beurteilung der Güte der Näherungsverfahren

Es gibt drei Möglichkeiten, die Güte von Näherungsverfahren für die Verlustwahrscheinlichkeit gegebener Anordnungen zu beurteilen:

1. durch Vergleich ihrer Ergebnisse mit exakten Werten;
2. durch Fehlerabschätzungen oder Angabe von Grenzkurven, die nicht überschritten werden können,
3. durch Vergleich mit Ergebnissen von Verkehrsmessungen oder Verkehrstesten.

Der Vergleich mit exakten Werten ist im vorliegenden Fall nur für einige ganz spezielle Anordnungen möglich [3]. Dies gilt z. B. bei dem engeren Typ der im Abschnitt 2 beschriebenen Zwischenleitungssysteme, wenn  $k_2 = 1$  oder  $k_2 = n$  ist. Im ersten Fall ist die Anordnung einem vollkommenen Bündel mit  $k_1$  Leitungen, im zweiten Fall  $h$  vollkommenen Teilbündeln mit je  $k_1$  Leitungen gleichwertig. Für diese Fälle stimmen die mit den Näherungsverfahren berechneten Werte gut mit den exakten Werten überein.

Eine direkte Fehlerabschätzung der Näherungsverfahren erscheint nicht möglich. Dagegen lassen sich Grenzkurven angeben, die den Bereich einschränken, in dem die exakten Werte der Verlustwahrscheinlichkeit für die gegebenen Anordnungen liegen müssen. Da jede Anordnung den Verkehrsfluß mindestens so stark hemmt wie ein vollkommenes Abnehmerbündel gleicher Leitungsanzahl, muß bei gleichem Verkehrswert des Verkehrsangebots ihre Verlustwahrscheinlichkeit mindestens so groß sein

wie die für das vollkommene Bündel. Bei gleicher Verlustwahrscheinlichkeit ist der Verkehrswert des hierbei zulässigen Verkehrsangebots für jede beliebige Anordnung also höchstens gleich dem für das vollkommene Bündel gleicher Leitungsanzahl. Daher ist die Angebotsverminderung gegenüber dem vollkommenen Bündel gleicher Leitungsanzahl und gleicher Verlustwahrscheinlichkeit stets größer als Null oder höchstens gleich Null [12].

Die Angebotsverminderung für jede Anordnung ist auch größer als die Angebotsverminderung für die „verkürzte“ Anordnung, deren 1. Stufe mit der gegebenen Anordnung übereinstimmt, die aber an-

stelle der Zwischenleitungen ebensoviiele Abnehmerleitungen besitzt. Für kleine und kleinste Werte der Verlustwahrscheinlichkeit ergibt sich hierdurch eine nichttriviale untere Begrenzung für die Angebotsverminderung der gegebenen Anordnung.

In den Bildern 2 bis 4 sind auf der Ordinate die Angebotsverminderung gegenüber einem vollkommenen Bündel mit 25 Abnehmerleitungen und auf der Abszisse der Verkehrswert des Verkehrsangebots für dieses vollkommene Bündel (untere Skala) bzw. die entsprechende Verlustwahrscheinlichkeit (obere Skala) aufgetragen. Nach dem Vorhergehenen muß die Angebotsverminderung für jede beliebige Anordnung mit 25 Abnehmerleitungen — demnach auch für die von Bild 1 — positiv sein, also oberhalb der Abszisse liegen. Eine zusätzliche untere Grenzkurve (siehe Bilder 2 bis 4, Kurve 2) für diese Anordnung erhält man mit Hilfe der verkürzten Anordnung.

Durch Vergleich der Rechenergebnisse der Näherungsverfahren mit den Ergebnissen, die sich bei Verkehrsmessungen ergeben, sind die schärfsten Prüfungen der Näherungsverfahren möglich. Die Ergebnisse der Messungen werden zwar von statistischen Einflüssen beherrscht, was eine gewisse Unsicherheit über die Lage der „wahren“ Werte der Verlustwahrscheinlichkeit oder der Angebotsverminderung zur Folge hat, aber die Größe der Intervalle, in denen die wahren Werte auf Grund der Messungen vermutet werden müssen, nimmt mit wachsender Meßdauer ab. Es ist grundsätzlich möglich, wenn auch praktisch nicht erreichbar, diese Vertrauensintervalle durch entsprechende Vergrößerung der Meßdauer beliebig klein zu machen.

Den Vertrauensintervallen kommt dabei allerdings nur statistische Bedeutung zu, denn in ihnen muß der wahre Wert nur mit einer bestimmten gewählten Wahrscheinlichkeit — der statistischen Sicherheit  $S$  — liegen. Man wählt in der Statistik meist die statistische Sicherheit  $S = 95\%$ . Dem entspricht bei einer normalverteilten Größe das Vertrauensintervall  $\mu \pm 2\sigma$  ( $\mu$  Mittelwert,  $\sigma^2$  Streuung).

Bei dem gegebenen Problem ist die Verlustwahrscheinlichkeit bzw. die Angebotsverminderung gegenüber einem vollkommenen Bündel gleicher Abnehmerleitungsanzahl für eine symmetrische zweistufige Zwischenleitungsanordnung bei einem Verkehrsangebot mit festem Verkehrswert zu bestimmen. Das kann mit Verkehrsmessungen durch entsprechend großen Meßdauern grundsätzlich beliebig genau erreicht werden. Wesentlich ist aber, daß der Verkehrswert des Verkehrsangebots über die ganze Zeit konstant bleibt. Wegen dieser Bedingung kommen Messungen mit natürlichem, durch Fernsprechteilnehmer erzeugtem Verkehr nicht in Betracht, sondern man muß den gewünschten Verkehr künstlich erzeugen. Messungen mit künstlich erzeugtem Verkehr sollen als Verkehrsteste bezeichnet werden.

Im vorliegenden Fall wurde der künstliche Verkehr mit Hilfe von Pseudozufallszahlen, und zwar entsprechend Annahme 1 über die Einfallsweise der Belegungen erzeugt. Dieser Verkehr wurde dann

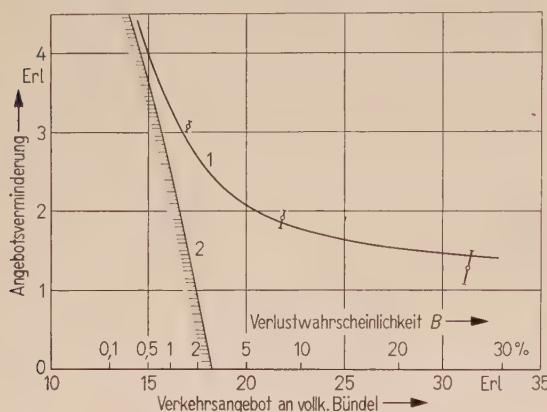


Bild 3. Vergleich von Näherungswerten mit Testergebnissen für die Zwischenleitungsanordnung von Bild 1: „Belastungsverteilungsverfahren mit Erreichbarkeitsausgleich“.

1 Kurve berechneter Näherungswerte,  
2 untere Grenzkurve,  
—○— Testergebnisse mit Vertrauensintervall  
(95% statistische Sicherheit).

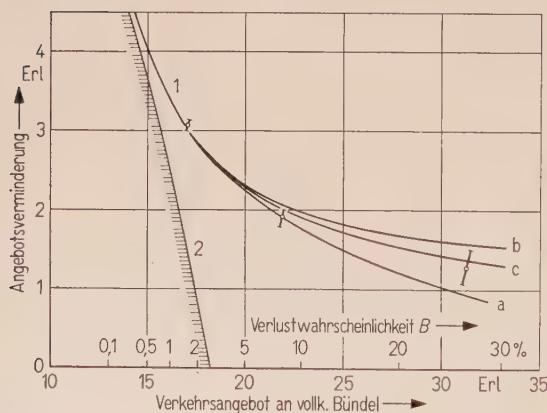


Bild 4. Vergleich von Näherungswerten mit Testergebnissen für die Zwischenleitungsanordnung von Bild 1: „Erreichbarkeitsverfahren mit Belastungsausgleich“.

1 Kurve berechneter Näherungswerte,  
a Ausgleichserreichbarkeit = maximale Erreichbarkeit,  
b Ausgleichserreichbarkeit = mittlere Erreichbarkeit,  
c Ausgleichserreichbarkeit = modifizierte mittlere Erreichbarkeit.  
2 untere Grenzkurve,  
—○— Testergebnisse mit Vertrauensintervall  
(95% statistische Sicherheit).

der Anordnung von Bild 1 angeboten. Die Ausgänge der Koppelvielfache in der ersten Stufe wurden dabei mit fester Nullstellung abgesucht. Infolge der Mischung der Zwischenleitungen konnte trotzdem eine ganz gleichförmige Verkehrsverteilung auf den Koppelvielfachen der zweiten Stufe erreicht werden. Die Erzeugung und die Abwicklung des Verkehrs wurden auf der Siemens Datenverarbeitungsanlage 2002 simuliert. Die Verkehrsteste wurden bei den Verkehrswerten 14 Erl, 20 Erl und 30 Erl ausgeführt, insgesamt wurden dabei  $1,2 \cdot 10^6$  Anrufe ausgewertet. In jedem der drei Fälle wurde durch Unterteilung der Teste die Streung  $\sigma^2$  und damit das Vertrauensintervall für jedes Ergebnis bei 95% statistischer Sicherheit bestimmt. Die Ergebnisse dieser Teste und die zugehörigen Vertrauensintervalle sind auf jedem der Bilder 2 bis 4 aufgetragen. Da auf der Abszisse außer der Verlustwahrscheinlichkeit das Verkehrsangebot an das zugehörige vollkommene Bündel aufgetragen ist, erscheinen die erhaltenen Punkte gegenüber den bei den Testen eingestellten Verkehrswerten um den Betrag der Angebotsverminderung zu größeren Verkehrswerten hin verschoben. Man sieht, daß sich die Angebotsverminderung für die Anordnung von Bild 1 bei kleinen Werten der Verlustwahrscheinlichkeit (Abszisse, obere Skala) der unteren Grenzkurve 2, bei großen Werten der Verlustwahrscheinlichkeit der Abszisse nähert.

Bild 2 enthält neben der Grenzkurve 2 und den Ergebnissen der Verkehrsteste eine nach dem Verfahren unabhängiger Erlangscher Verteilungen (siehe Abschnitt 3, Formel (5)) errechnete Kurve 1 für die Angebotsverminderung der gewählten Anordnung. Man sieht durch Vergleich mit den Testergebnissen, daß dieses Verfahren für Werte der Verlustwahrscheinlichkeit oberhalb von  $B = 1\%$  unbrauchbar ist. Dagegen laufen die Kurven, die nach den neuen, in den Abschnitten 4 und 5 angegebenen Näherungsverfahren mit der Siemens Datenverarbeitungsanlage 2002 errechnet worden sind (siehe Kurve 1 in den Bildern 3 und 4), in allen Fällen relativ dicht an den durch die Verkehrsteste ermittelten Werten vorbei und treffen sogar meist die zugehörigen Vertrauensintervalle. Das bedeutet, daß die mit den neuen Verfahren errechneten Näherungswerte für die Verlustwahrscheinlichkeit der betrachteten Anordnung (Bild 1) den Testwerten an Vertrauenswürdigkeit etwa gleichkommen. Hierbei erforderten die Näherungsverfahren aber nur einen sehr kleinen Bruchteil der Rechenzeit, die zum Testen nötig war.

Im einzelnen erkennt man aus Bild 3, daß das Belastungsverteilungsverfahren mit Erreichbarkeitsausgleich bei kleinen Werten der Verlustwahrscheinlichkeit anscheinend etwas zu geringe Werte für die Angebotsverminderung oder etwas zu niedrige Werte für die Verlustwahrscheinlichkeit liefert. Dies kann man vielleicht damit erklären, daß sich bei kleinen Werten der Verlustwahrscheinlichkeit noch keine „ideale“ Belastungsverteilung auf den Abnehmerleitungen einstellt.

In Bild 4 sind die Näherungswerte für die Angebotsverminderung der Anordnung von Bild 1 bei den drei verschiedenen Versionen des Erreichbarkeitsverfahrens mit Belastungsausgleich aufgetragen. Wie man sieht (Bild 4), ergeben alle drei Versionen recht brauchbare Näherungskurven. Für kleine Werte der Verlustwahrscheinlichkeit stimmen die nach diesen Verfahren berechneten Werte der Angebotsverminderung sehr gut mit den aus Verkehrstesten ermittelten Werten überein. Diese Übereinstimmung scheint sogar besser zu sein als beim Belastungsverteilungsverfahren.

Bei großen Werten der Verlustwahrscheinlichkeit weichen die Ergebnisse für die verschiedenen Versionen des Erreichbarkeitsverfahrens etwas voneinander und zum Teil auch von den Testergebnissen ab. Die am besten mit den Testergebnissen übereinstimmenden Werte scheinen sich bei der Version c zu ergeben.

Die mit den angegebenen Verfahren ermittelten Näherungswerte für die Verlustwahrscheinlichkeit lassen sich ohne Schwierigkeiten in entsprechende Werte für die effektive Erreichbarkeit umrechnen. Beim Belastungsverteilungsverfahren wird der Wert der effektiven Erreichbarkeit sogar automatisch mitberechnet.

## Anhang 1

*Die Belastungsverteilung auf ideal gemischten unvollkommenen Bündeln*

Bei unvollkommenen, ideal gemischten Bündeln der Erreichbarkeit  $k$  und der Leitungsanzahl  $v_2$  ergibt sich unabhängig vom Verkehrswert  $A$  des Verkehrs bei  $\tau$  belegten Leitungen als Sperrwahrscheinlichkeit

$$\varrho_\tau^k(v_2) = \binom{\tau}{k} / \binom{v_2}{k}. \quad (17)$$

Dabei bezeichnet man solche Anordnungen der Abnehmerleitungen als ideal gemischt, bei denen jede Kombination von  $k$  aus den  $v_2$  Abnehmerleitungen auftritt und jeder der so gebildeten  $\binom{v_2}{k}$  Teilgruppen der gleiche Teil des Verkehrs angeboten wird.

Damit können die Wahrscheinlichkeiten  $[\tau]$  für  $\tau$  belegte Leitungen bei Angebot eines Zufallsverkehrs mit dem Verkehrswert  $A$  aus dem Gleichungssystem

$$[\tau] = A[\tau - 1](1 - \varrho_{\tau-1}^k(v_2)) \quad (\tau = 1, \dots, v_2) \quad (18)$$

und der Zusatzbedingung

$$\sum_{\tau=0}^{v_2} [\tau] = 1$$

berechnet werden.

Als Wahrscheinlichkeit  $S(A; v_2; k; \mu)$ , unter den obigen Voraussetzungen  $\mu$  bestimmte Abnehmerleitungen belegt zu finden, erhält man

$$S(A; v_2; k; \mu) = \sum_{\tau=\mu}^{v_2} [\tau] \varrho_\tau^\mu(v_2). \quad (19)$$

Die Wahrscheinlichkeit,  $\mu = k$  bestimmte Leitungen belegt anzutreffen, ist dann

$$J(A; v_2; k) = S(A; v_2; k; k) = \sum_{\tau=k}^{k_2} [\tau] \varrho_\tau^k(v_2). \quad (20)$$

Dies ist gleichzeitig auch die Wahrscheinlichkeit dafür, alle Ausgänge einer beliebigen Zubringerteilgruppe belegt vorzufinden oder die Wahrscheinlichkeit, mit der ein Verbindungswunsch aus dem angebotenen Verkehr verlorengehen muß.  $J(A; v_2; k)$  ist also die Verlustwahrscheinlichkeit für einen Zufallsverkehr mit dem Verkehrswert  $A$ , der einer ideal gemischten einstufigen Koppelanordnung mit  $v_2$  Abnehmerleitungen bei Erreichbarkeit  $k$  angeboten wird.

Der Ausdruck (20) ergibt unter Berücksichtigung von Gl. (17) und (18) die sogenannte Erlangsche Interconnectionformel für unvollkommene Bündel.

## Anhang 2

### Benutzte Begriffe und Bezeichnungen

Koppelpunkt	Kontaktstelle bei der wahlweisen Verbindung von Leitungen.	vollkommenes Bündel	betrachtete Richtung, die bei einer einstufigen Koppelanordnung gleicher Leistungsfähigkeit (gleicher Verlustwahrscheinlichkeit) von jeder Zubringerverleitung abgesucht werden können. Die effektive Erreichbarkeit hängt im allgemeinen etwas von der Verkehrsbelastung und dem zum Vergleich gewählten Typ einstufiger Anordnungen ab.
Koppelanordnung	jeder beliebige Komplex von Koppelpunkten.	Zufallsverkehr	Bündel von Abnehmerleitungen hinter $n$ -stufigen Koppelanordnungen, bei denen eine freie Zubringerverleitung stets mit einer der (freien) Abnehmerleitungen verbunden wird, außer wenn diese bereits alle besetzt sind.
Koppelstufe	Teil einer Koppelanordnung, bei der die Eingänge mit den Ausgängen nur über jeweils einen Koppelpunkt verbunden werden.		Fortdauernde Folge von Belegungen mit 1. Exponentialverteilungs Wahrscheinlichkeitsverteilung für die Einfallabstände der Belegungen;
Koppelvielfach	Teil einer Koppelstufe, bei der jeder freie Eingang mit jedem freien Ausgang verbunden werden kann. Symbol für ein Koppelvielfach mit $x$ Ein- und $y$ Ausgängen: $x y$ .		2. davon unabhängiger Exponentialverteilung als Wahrscheinlichkeitsverteilung für die Belegungsdauern.
Abnehmerleitung	eine von einem Koppelvielfach wegführende Leitung, die — falls sie frei ist — ohne Rücksicht auf den Belegungszustand nachfolgender Koppelstufen belegt werden kann.		Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein zufallsmäßig ausgewählter Belegungseinfall ein Besetzeichen erhält, weil er mit keiner freien Abnehmerleitung verbunden werden kann.
Zwischenleitung	eine Verbindungsleitung zwischen aufeinanderfolgenden Koppelstufen, die nur belegt wird, wenn über sie noch freie Abnehmerleitungen der gewählten Richtung erreichbar sind.		mittlere Größe (Stärke) eines Verkehrs. Einheit des Verkehrswertes.
$n$ -stufige Zwischenleitungsanordnung	Koppelanordnung, bei der zwischen Zubringer- und Abnehmerleitungen jeweils $n$ aufeinanderfolgende Koppelpunkte liegen, die miteinander durch Zwischenleitungen verbunden sind. Alle Zubringerverleitungen haben nur Zugang zu den Abnehmerleitungen der Zwischenleitungsanordnung, und diese sind nur von ihren Zubringerverleitungen aus erreichbar. Die Abnehmerleitungen können gemeinsam mit anderen Leitungen Zubringerverleitungen zu einer folgenden Koppelanordnung sein.		Erlangsche Wahrscheinlichkeitsverteilung. Wahrscheinlichkeit, $\mu$ belegte Leitungen anzutreffen, wenn ein Zufallsverkehr mit dem Verkehrswert $A$ Erlang einem vollkommenen Bündel von $n$ Abnehmerleitungen angeboten wird.
Erreichbarkeit	für einstufige Koppelanordnungen. Anzahl der Abnehmerleitungen in die betrachtete Richtung, die von jeder Zubringerverleitung aus abgesucht werden können.		Erlangsche Verlustwahrscheinlichkeit für einen Zufallsverkehr von $A$ Erlang bei Angebot an ein vollkommenes Bündel von $n$ Abnehmerleitungen.
effektive Erreichbarkeit	für mehrstufige Koppelanordnungen. Anzahl der Abnehmerleitungen in die		

### Schrifttum

- [1] SYSKI, R., Introduction to congestion theory in telephone systems. Oliver and Boyd, Edinburgh und London 1960, S. 432—494.
- [2] ELLDIN, A., On equations of state for a two-stage link system. Ericsson Techn. **12** [1956], 61—104.
- [3] BASCHARIN, G. P., Über die Entwicklung von Systemen von Zustandsgleichungen für zweistufige Fernsprechsysteme mit Verlusten (russisch). Elektrosjwas [1960], Nr. 1, 56—62.
- [4] JACOBAEUS, CH., A study in link systems. Ericsson Tech. [1950], Nr. 48, 1—68.
- [5] JENSEN, A., Sperrungsberechnung in Koordinatenwählersystemen (dänisch). Teleteknik **3** [1952], 123—148, 176—200.
- [6] ROHDE, K. und STÖRMER, H., Durchlaßwahrscheinlichkeit bei Vermittlungsanlagen der Fernmelde-technik. Mitteilungsblatt für math. Statistik **5** [1953], 185—200.
- [7] LEE, C. Y., Analysis of switching networks. Bell Syst. tech. J. **34** [1955], 1287—1315.
- [8] FORTET, R., Les fonctions aléatoires en téléphonie automatique. Probabilités de perte en sélection conjuguée. Ann. Télécommun. **11** [1956], 85—88.
- [9] BININDA, N. und WENDT, A., Die effektive Erreichbarkeit für Abnehmerbündel hinter Zwischenleitungsanordnungen. Nachrichtentech. Z. **12** [1959], 579—585.
- [10] KHARKEWICH, A. D., An approximate method for calculating the number of junctions in a crossbar system exchange. Telecommun. Electrosjwas [1959], Nr. 2, 55—63, Pergamon Press 1960.
- [11] LE GALL, P., Les calculs d'organes dans les centraux téléphoniques modernes. Coll. tech. et sci. du C.N.E.T., Paris 1959.
- [12] BRETSCHNEIDER, G., Grenzkurven zur Bestimmung der Leistungsfähigkeit unvollkommener Fernsprechbündel. Frequenz **12** [1958], 241—245.

# Mechanische Filter mit Biegekopplung

von MANFRED BÖRNER

Mitteilung aus dem Forschungsinstitut der Telefunken GmbH., Ulm (Donau)

(A.E.Ü. 15 [1961], 175 – 180; eingegangen am 13. Dezember 1960)

DK 621.372.54

Im folgenden wird gezeigt, daß es durch die Einführung der Biegekopplung zwischen Longitudinalresonatoren gelingt, sehr kleine mechanische Filter zu bauen. Zu diesem Zweck werden zunächst die Eigenschaften der Biegekoppelleitung aus denen der allgemeinen Biegeleitung abgeleitet. Mit den bekannten Eigenschaften der Longitudinalresonatoren folgt dann die durch die Biegekoppelleitung erzeugte Kopplung zwischen zwei Resonatoren. Zwei Beispiele dienen der Erläuterung.

This report shows that the introduction of bending coupler elements between longitudinal resonators permits the design of very small mechanical filters. To this end, the characteristics of the bending coupler line are first derived from those of the general bending line. The coupling between two resonators by means of the bending coupler line is then obtained from the derived formula, on the basis of the well-known properties of the longitudinal resonators. For explanation, two examples are given.

## 1. Einleitung

Die Tendenz einer immer stärkeren Miniaturisierung der elektrischen Bauelemente ist unverkennbar. Dies kann die Entwicklung der mechanischen Filter nicht unbeeinflußt lassen. Die heute existierenden Typen mechanischer Filter sind in ihren äußersten Abmessungen der heutigen Röhrentechnik angepaßt. Für transistorisierte Geräte sind die Filter schon sehr unbequem groß, für eine Mikromodultechnik scheiden alle heute bekannten Typen vollständig aus. Es ist das Anliegen dieser Arbeit, zu zeigen, daß im Frequenzgebiet um 500 kHz mechanische Miniaturfilter gebaut werden können, die selbst für die Mikromodultechnik von Bedeutung sind. Es wird vorgeschlagen, die Resonatoren mit kurzen Biegeleitungsstücken zu koppeln.

## 2. Die Form des Filters

Als Koppelement der Resonatoren wollen wir Drähte oder Blechstreifen verwenden, die auf Biegung beansprucht sind. Biegelemente haben den Vorteil, daß sie bei gleicher Frequenz um so kürzer werden, je kleiner das Flächenträgheitsmoment einer Querschnittsfläche um eine Achse durch die neutrale Faser senkrecht zur Polarisationsebene der Schwingung wird. Dies ist bei longitudinal oder torsional schwingenden Leitungsstücken nicht der Fall.

An die Resonatoren stellen wir die Forderung, daß sie näherungsweise eindimensionale Gebilde sind und mit ihrer größten vorkommenden Länge die Eigenfrequenz des Schwingers bestimmen. Es sollen also Stäbe kleinen Querschnitts verwendet werden, die bezüglich der Schwingungsform im Querschnitt im niedrigsten Mode erregt sind. Möglich sind Longitudinal-, Torsional- und Biegeschwingungen. Die Torsionsschwingungen scheiden wegen schlechter Kopplungsmöglichkeit der Schwingen untereinander bei Biegekopplung aus. Resonatoren in Biegeschwingungen wollen wir nicht verwenden, da die anregenden Wandler zu kompliziert werden.

Es bleibt also nur die Longitudinalschwingung übrig. Ein Filter mit longitudinalschwingenden Resonatoren und Biegekopplung hat dann etwa die Gestalt nach Bild 1.

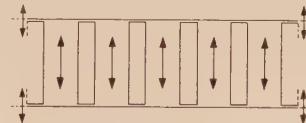


Bild 1. Longitudinalfilter mit Biegekopplung.

## 3. Die Wandler

Bisher verwendete man in mechanischen Filtern zur Anregung vorzugsweise magnetostriktive Wandler. Seit Jahren sind allerdings auch die elektrostrikiven Bariumtitanate und andere Ferroelektrika bekannt, ohne daß es zu einer Anwendung bei mechanischen Filtern gekommen wäre. Bariumtitnat ohne Zusätze besitzt keine genügende Stabilität der Eigenfrequenz und des elektromechanischen Koppelfaktors. Durch Zusätze von Bleiverbindungen ist es jedoch inzwischen gelungen, etwa folgende Werte zu erreichen:

Zeitstabilität der Frequenz besser 0,2% in

10 Jahren,

Temperaturstabilität der Frequenz  $\pm 0,1\%$  zwischen  $-20^\circ$  und  $+60^\circ\text{C}$  ( $\approx \pm 2 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ ).

Der Anwendung von Bariumtitatanatverbindungen in elektromechanischen Wählern für mechanische Filter steht also nichts mehr im Wege.

Gegenüber den magnetostriktiven Wählern besitzt der Bariumtitatanatwandler sogar zwei sehr wichtige Vorteile: 1. Es entfällt der Magnet zur Vorpolarisation. 2. Das gesamte Filter besteht aus einem zusammenhängenden Stück; bei den magnetostriktiv erregten Filtern durfte die Antriebsspule des Wählers den Wandler schwingen nicht berühren. Hierzu war eine komplizierte Halterung für Filterkörper und Spule (und Magnet) notwendig. Bei miniaturisierten Filtern, die mit Bariumtitana-

ten angetrieben werden, ist es daher möglich, auf Halterung und Gehäuse völlig zu verzichten und das gesamte Filter an den Zuführungsdrähten der Bariumtitanatwandler aufzuhängen.

#### 4. Die Berechnung der Kopplung in biegegekoppelten Longitudinalfiltern

##### 4.1. Die Eigenschaften der Biegekopplung

Die Eigenschaften einer allgemeinen Biegeleitung werden durch die Biegematrix beschrieben [1]. Diese lautet

$$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} \cos kl + \cosh kl & \frac{1}{k} (\sin kl + \sinh kl) & \frac{1}{E_B J_B k^2} (-\cos kl + \cosh kl) & \frac{1}{E_B J_B k^3} (-\sin kl + \sinh kl) \\ k(-\sin kl + \sinh kl) & \cos kl + \cosh kl & \frac{1}{E_B J_B k} (\sin kl + \sinh kl) & \frac{1}{E_B J_B k^2} (-\cos kl + \cosh kl) \\ E_B J_B k^2 (-\cos kl + \cosh kl) & E_B J_B k (-\sin kl + \sinh kl) & \cos kl + \cosh kl & \frac{1}{k} (\sin kl + \sinh kl) \\ E_B J_B k^3 (\sin kl + \sinh kl) & E_B J_B k^2 (-\cos kl + \cosh kl) & k(-\sin kl + \sinh kl) & \cos kl + \cosh kl \end{pmatrix} = \mathbf{A} \quad (1)$$

mit  $k = + \sqrt{\frac{\rho_B q_B}{E_B J_B} \omega^2}$  (1a)

( $\rho_B$  Dichte des Materials des Stabes mit dem Querschnitt  $q_B$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  Frequenz). Es ist dann

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{A} \mathbf{Y}_2. \quad (2)$$

Der Vektor  $\mathbf{Y}_1$  beschreibt den Zustand am Eingang eines homogenen Biegestabes, der Vektor  $\mathbf{Y}_2$  den Zustand am Ausgang. Der Vektor  $\mathbf{Y}$  hat die Komponenten

$$\mathbf{Y} = (y, y', N, S). \quad (3)$$

$y$  ist die Auslenkung eines Stabpunktes mit der Koordinate  $x$ . Bei  $x = 0$  ist  $y = y_1$  und bei  $x = l$  ist  $y = y_2$ .  $y'$  ist der Anstieg der neutralen Faser.  $N$  ist das Gesamtmoment der Normalkräfte am Querschnitt des Biegestabes und  $S$  die Schubkraft am Querschnitt.  $E_B$  und  $I_B$  in den Gl. (1) und (1a) sind der Elastizitätsmodul und das Trägheitsmoment des Stabquerschnittes um eine Achse durch die neutrale Faser und senkrecht zur Schwingungsebene.

Ein Biegestab der Länge  $l$  soll nun zwei Longitudinalschwinger, wie in Bild 1 gezeigt, verkoppeln. Wir beschränken uns auf relativ schmale Bandbreiten des entstehenden Filters. Dann ist der Querschnitt des Biegers an der Verbindungsstelle zum Longitudinalfilter sicher klein gegen den Querschnitt des Longitudinalschwingers. Steht der Biegestab einmal senkrecht zur Schwingungsrichtung des Longitudinalschwingers, dann wird er an dieser Stelle, an der er plötzlich auf einen größeren Querschnitt stößt, auch beim Schwingen immer nahezu senkrecht bleiben. Es gilt also

$$y'_1 = y'_2 = 0. \quad (4)$$

Unter dieser Voraussetzung lautet Gl. (2) ausgeschrieben

$$y_1 = A_{11} y_2 + 0 + A_{13} N_2 + A_{14} S_2, \quad (5a)$$

$$0 = A_{21} y_2 + 0 + A_{23} N_2 + A_{24} S_2, \quad (5b)$$

$$N_1 = A_{31} y_2 + 0 + A_{33} N_2 + A_{34} S_2, \quad (5c)$$

$$S_1 = A_{41} y_2 + 0 + A_{43} N_2 + A_{44} S_2. \quad (5d)$$

Aus Gl. (5b) folgt zunächst

$$N_2 = - \frac{1}{A_{23}} (A_{21} y_2 + A_{24} S_2), \quad (5e)$$

und setzt man dies in die Gl. (5a) und (5d) ein, so erhält man schließlich

$$y_1 = \left( A_{11} - \frac{A_{13}}{A_{23}} A_{21} \right) y_2 + \left( A_{14} - \frac{A_{13}}{A_{23}} A_{24} \right) S_2, \quad (6a)$$

$$S_1 = \left( A_{41} - \frac{A_{43}}{A_{23}} A_{21} \right) y_2 + \left( A_{44} - \frac{A_{43}}{A_{23}} A_{24} \right) S_2. \quad (6b)$$

Die Gl. (6a) und (6b) stellen den Zusammenhang zwischen der Auslenkung  $y_1$  und der Schubkraft  $S_1$  am Eingang zu den gleichen Größen am Ausgang eines Biegeschwingers dar, der den oben genannten Einschränkungen seiner Bewegung unterworfen ist. Ganz wie ein Longitudinal- oder Torsionsschwinger wird er vollständig durch eine Matrix mit zwei Zeilen und zwei Spalten beschrieben. Wir schreiben die Gl. (6a) und (6b) etwa so:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ S_1 \end{pmatrix} = \mathbf{B} \begin{pmatrix} y_2 \\ S_2 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

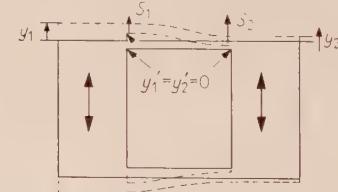


Bild 2. Über Biegung verkoppelte Longitudinalresonatoren.

Bild 2 zeigt die an den Longitudinalschwingern auftretenden Kräfte und Auslenkungen.

Die Elemente von  $\mathbf{B}$  wollen wir jetzt bestimmen, indem wir die Werte der Größen  $A_{ij}$  aus Gl. (1) in Gl. (6a) und (6b) einsetzen. Es wird dann nach einer Zwischenrechnung

$$B_{11} = \frac{\sin kl \cosh kl + \cos kl \sinh kl}{\sin kl + \sinh kl}, \quad (7a)$$

$$B_{12} = \frac{1}{k^3 E_B J_B} \frac{\cos kl \cosh kl - 1}{\sin kl + \sinh kl}, \quad (7b)$$

$$B_{21} = k^3 E_B J_B \frac{2 \sin kl \sinh kl}{\sin kl + \sinh kl}, \quad (7c)$$

$$B_{22} = \frac{\sin kl \cosh kl + \cos kl \sinh kl}{\sin kl + \sinh kl} = B_{11}. \quad (7d)$$

Wegen  $B_{11} = B_{22}$  ist der Biegevierpol symmetrisch, was auch anschaulich sofort klar wird.

Außerdem ist er natürlich auch umkehrbar, denn man zeigt, daß gilt:

$$|\mathbf{B}| = B_{11} B_{22} - B_{12} B_{21} = 1. \quad (8)$$

Übrigens besitzt der Ausdruck  $(\sin kl + \sinh kl)$  für positives  $kl$  keine Nullstellen.

Jetzt fordern wir, daß diese Biegekopplung  $\lambda/4$ -artig sei. Eine  $\lambda/4$ -Koppelleitung zwischen zwei Resonatoren hat bekanntlich den Vorteil, daß bei vorabgestimmten Resonatoren die Vorabstimmfrequenz auch Mittenfrequenz des Filters wird. Bei Filtern mit üblicherweise wechselnder Kopplung zwischen den Resonatoren müßten bei nicht  $\lambda/4$ -artiger Kopplung auch wechselnde Vorabgleichfrequenzen für die Resonatoren verwendet werden.  $\lambda/4$ -artig soll heißen, daß der Biegevierpol ein idealer (nahezu frequenzunabhängiger) Invertor ist. Dann ist aber  $B_{11} = B_{22} \approx 0$  und die Matrix lautet dann

$$\mathbf{B}_k = \begin{pmatrix} 0 & B_{12} \\ B_{21} & 0 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Wegen  $B_{11} = B_{22} = 0$  sind dem Argument  $kl$  in Gl. (7b) und (7c) Einschränkungen auferlegt. Sie lauten ( $\sin kl + \sinh kl > 0$ ):

$$\sin kl \cosh kl + \cos kl \sinh kl = 0. \quad (10)$$

Für sehr große  $kl$  gilt

$$\sinh kl \approx \cosh kl, \quad (11)$$

und man hat statt Gl. (10)

$$\sinh kl (\sin kl + \cos kl) = 0. \quad (12)$$

Mit  $\sinh kl \neq 0$  folgt

$$\sin kl + \cos kl \equiv \sqrt{2} \sin \left( kl + \frac{\pi}{4} \right) = 0. \quad (13)$$

Die Nullstellen liegen wegen  $k > 0$  und  $l > 0$  bei

$$kl = \frac{3}{4}\pi, \frac{7}{4}\pi, \frac{11}{4}\pi, \dots, \pi \left( r - \frac{1}{4} \right) \quad (14)$$

$$(r = 1, 2, \dots \text{ganz}).$$

Bei diesen Werten für  $kl$  wird (wieder für große  $kl$ )

$$B_{12} = \frac{1}{k^3 E_B J_B} \frac{\cos kl \cosh kl - 1}{\sin kl + \sinh kl} \approx \quad (15)$$

$$\approx \frac{1}{k^3 E_B J_B} \frac{1}{\sqrt{2}} (-1)^r.$$

Für  $B_{21}$  hat man, wieder für große  $kl$ , entsprechend

$$B_{21} \approx k^3 E_B J_B \sqrt{2} (-1)^{r+1}. \quad (16)$$

Man kann hier analog zum Fall der bekannten Longitudinalkopplung von  $(2r - 1) \lambda/4$ -Kopplung sprechen ( $\lambda$  Wellenlänge der hier allerdings gar nicht

mit diesen Eigenschaften frei existierenden Biegewelle).

Außerdem gilt wegen  $B_{11} = B_{22} = 0$

$$- B_{12} B_{21} = 1. \quad (17)$$

Statt der Auslenkung  $y$  wollen wir die Geschwindigkeit der Auslenkung  $\dot{y} = i\omega y$  als Vektorkomponente in Gl. (1), (2), (3) einführen. Es ist nämlich üblich, für die Longitudinalleitung ebenfalls Kraft und Geschwindigkeit und nicht Kraft und Auslenkung als Größen, die sich entsprechend der Wellengleichung ausbreiten, anzugeben. An der Biegematrix bedeutet das folgende Veränderungen, wobei wir die neue Matrix mit  $\bar{\mathbf{B}}_k$  bezeichnen:

$$\begin{aligned} \bar{B}_{11} &= \bar{B}_{22} = B_{11} = B_{22}, \\ \bar{B}_{12} &= i\omega B_{12}, \\ \bar{B}_{21} &= \frac{1}{i\omega} B_{21}. \end{aligned} \quad (18)$$

Die endgültige Biegekoppelmatrix lautet dann (19)

$$\bar{\mathbf{B}}_k = \begin{pmatrix} 0 & \frac{i\omega}{\sqrt{2} k^3 E_B J_B} (-1)^r \\ \frac{\sqrt{2} k^3 E_B J_B}{i\omega} (-1)^{r+1} & 0 \end{pmatrix}$$

Die Größe  $i\omega/\sqrt{2} k^3 E_B J_B = iZ_k$  bezeichnen wir als Koppelreaktanz.

Wir wollen jetzt die genauen Werte der Nullstellen von  $B_{11} = B_{22}$  aufsuchen. Statt  $\sin kl \cosh kl + \cos kl \sinh kl$  in Gl. (7a) schreiben wir

$$\begin{aligned} \cos kl \cosh kl (\tan kl + \tanh kl) \\ (\cos kl \neq 0) \end{aligned}$$

und bestimmen (vgl. die Tafeln von HAYASHI) die Nullstellen von  $\tan kl + \tanh kl$ . Wir finden

$$(kl)_1 = 2,3650 \quad \left( \frac{3}{4}\pi = 2,3562 \right), \quad (20a)$$

$$(kl)_2 = 5,4999 \quad \left( \frac{7}{4}\pi = 5,4977 \right). \quad (20b)$$

Schon bei der 1. Nullstelle entsteht bei der Näherungsrechnung nur ein Fehler von etwa 0,4%.

Mit den  $kl$ -Werten nach Gl. (20) erhält man dann für  $\bar{B}_{12}$ :

$$\bar{B}_{12} = - \frac{i\omega}{\sqrt{2} k^3 E_B J_B} \cdot 1,1430 \dots = -iZ_{k1}. \quad (21)$$

Die Koppelreaktanz wird also bei der Näherungsrechnung an der 1. Nullstelle von  $\bar{B}_{11}$  um etwa 15% zu klein berechnet. An der 2. Nullstelle von  $\bar{B}_{11}$  erhält man für  $\bar{B}_{12}$

$$\bar{B}_{12} = + \frac{i\omega}{\sqrt{2} k^3 E_B J_B} \cdot 0,9943 \dots = iZ_{k2}. \quad (22)$$

Hier beträgt der Fehler also nur noch 6% und ist im allgemeinen zu vernachlässigen. Wegen  $\bar{B}_{21} = -1/\bar{B}_{12}$  gelten die gleichen Fehler natürlich auch für  $\bar{B}_{21}$ .

#### 4.2. Die Größe der Kopplung zwischen biegegekoppelten Longitudinalschwingern

Die Reaktanz  $Z_L$  eines Longitudinalschwingers, betrachtet an seinen Stirnflächen, kann man in der Nähe der  $m\lambda/2$ -Resonanz ( $m$  ganz) wie folgt darstellen (Analogie Kraft  $\triangleq$  Strom, Geschwindigkeit  $\triangleq$  Spannung):

$$Z_L = -i \frac{1}{q_L \varrho_L v_L} \cot \left( k_L m \frac{\lambda_0}{2} \right), \quad (23a)$$

$$Z_L \approx -i \frac{1}{q_L \varrho_L v_L} \frac{2}{\pi m} \frac{1}{v} = -i Z_L \frac{1}{v} \quad (23b)$$

$$\left( k_L = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{v_L} f \right).$$

$q_L$  ist die Querschnittsfläche des Longitudinalschwingers, der  $m\lambda_0/2$  lang ist ( $\lambda_0$  Wellenlänge der Longitudinalschwingung),  $v_L$  dessen longitudinale Schallgeschwindigkeit,  $\varrho_L$  sein spezifisches Gewicht,  $v$  ist die Verstimmung  $2\Delta f/f_0$  von der Resonanzfrequenz  $f_0$  um die Frequenzablage  $\Delta f$ .

Koppelt man zwei Longitudinalkreise (Indizes 1 und 2) mit den Wellenwiderständen  $Z_{L1}$  und  $Z_{L2}$  über die Biegekopplung

$$Z_{k1} = \frac{\omega}{\sqrt{2} k^3 E_B J_B} \cdot 1,1430 \quad (\lambda/4\text{-artig})$$

$$\text{oder } Z_{k2} = \frac{\omega}{\sqrt{2} k^3 E_B J_B} \cdot 0,9943 \quad (3\lambda/4\text{-artig})$$

$$\text{oder } Z_{k3} \approx Z_{k4} \approx Z_{kn} =$$

$$= \frac{\omega}{\sqrt{2} k^3 E_B J_B} \quad ((2r-1)\lambda/4\text{-artig})$$

miteinander, so ergibt sich ein Koppelfaktor  $(K_{12})_r$  von

$$(K_{12})_r = \frac{\sqrt{Z_{L1} Z_{L2}}}{Z_{kr}}, \quad (24a)$$

$$(K_{12})_r = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega F_r} \frac{k^3 E_B J_B}{\sqrt{m_1 \varrho_{L1} v_{L1} q_{L1} m_2 \varrho_{L2} v_{L2} q_{L2}}}. \quad (24b)$$

$F_r$  ist eine Korrekturgröße; sie hat den Betrag (vgl. Gl. (21) und (22))

$$F_1 = 1,1430 \quad (\lambda/4\text{-artige Kopplung}),$$

$$F_2 = 0,9943 \quad (3\lambda/4\text{-artige Kopplung}),$$

$$F_3 \dots F_r = 1 \quad (5\lambda/4 \dots (2r-1)\lambda/4\text{-artige Kopplung}).$$

Die Biegekopplung hängt also praktisch, wie auch bei der bekannten Longitudinalkopplung, nicht von der Anzahl der zusätzlich zur  $\lambda/4$ -Koppelleitung hinzugeschalteten  $\lambda/2$ -Transformationsstücke ab. Durch Zuschalten weiterer  $\lambda/2$ -Transformatoren schränkt sich nur der Frequenzbereich, in dem  $\bar{B}_{11} = \bar{B}_{22} \approx 0$  ist, immer weiter ein.

Im allgemeinen wird man also immer die  $1 \cdot \lambda/4$ -Kopplung anwenden. Es kann jedoch auch bei miniaturisierten Filtern vorkommen, daß eine größere Koppelleitungslänge nötig wird, weil die

Longitudinalschwinger sich sonst so nahe kämen, daß sie sich gegenseitig durchdringen müßten. Das kann allerdings nur geschehen, wenn man die Koppeldrähte nur in der Mitte der Stirnfläche oder auf einer Mantellinie eines zylinderförmigen Schwingers befestigt.

Macht man beide Longitudinalschwinger  $\lambda_0/2$  lang, wie es für Miniaturfilter immer vernünftig ist, fertigt sie aus dem gleichen Material und läßt nur noch unterschiedliche Querschnitte  $q_{L1}$  und  $q_{L2}$  zu, so hat man statt Gl. (24)

$$(K_{12})_r = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega F_r} \frac{k^3 E_B J_B}{\sqrt{q_{L1} q_{L2}}}. \quad (25)$$

Die Abstufung des Querschnitts von Swinger zu Swinger ist dann erforderlich, wenn man bei Beibehaltung der Koppeldrahteneigenschaften die Kopplung im Filter von Kreispaar zu Kreispaar ändern muß.

#### 4.3. Transformation der Kopplung am Longitudinalschwinger

Wir hatten bisher angenommen, daß die Koppelleitungen an den Stirnflächen der Longitudinalschwinger angreifen (vgl. Bild 1). Wie schon beim Torsionsfilter mit longitudinaler Kopplung [2] wollen wir jedoch vorsehen, daß die Koppeldrähte entlang der Mantellinie an beliebigen Punkten angreifen können (Bild 3).

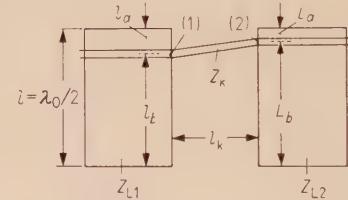


Bild 3. Zur Transformation der Kopplung am Longitudinalresonator.

$Z_k$  ist der Wellenwiderstand des Biegekopplers (vgl. Gl. (21) und (22)),  $Z_{L1}$  und  $Z_{L2}$  sind die Wellenwiderstände der beiden Longitudinalschwinger. Wir wollen die Kopplung errechnen, die ein Biegelement erzeugt. Die Gesamtkopplung bei mehreren Koppellelementen errechnet sich aus der Summe der Einzelkopplungen.

Zur Berechnung der Kopplung betrachten wir den Eingangswiderstand, den der Koppeldraht an den Punkten (1) und (2) an den beiden Schwiegern vorfindet. Dort stoßen zwei Leitungsstücke gleichen Wellenwiderstandes der Teillängen  $l_a$  und  $l_b$  bzw.  $L_a$  und  $L_b$  zusammen und es gilt

$$l_a + l_b = L_a + L_b = \frac{\lambda_0}{2} = l. \quad (26)$$

Der Eingangswiderstand des Schwingers 1 am Punkt (1) setzt sich aus der Parallelschaltung zweier Leerlaufeingangswiderstände der beiden Leitungsvierpole der Länge  $l_a$  und der Länge  $l_b$  zusammen. Dabei sagt das Wort „Leerlaufeingangswiderstand“, daß bei Verwendung der elektro-

mechanischen Analogie Kraft  $\triangleq$  Strom und Geschwindigkeit  $\triangleq$  Spannung die beiden Leitungsstücke am Ende (den Stirnflächen des Longitudinalschwingers) leerlaufen, d. h. hier ist die Kraft Null. Das Wort „Parallelenschaltung“ besagt, daß am Punkt (1) die Kraft sich aufteilt und an beiden Seiten der Verbindungsstelle der beiden Leitungsstücke die gleiche Geschwindigkeit herrscht.

Die beiden Eingangsleerlaufwiderstände lauten (vgl. Gl. (23a))

$$R_{a\text{Leerl.}} = -i \frac{1}{q_{L1} \varrho_{L1} v_{L1}} \cot k_L l_a \quad (27)$$

und  $R_{b\text{Leerl.}} = -i \frac{1}{q_{L1} \varrho_{L1} v_{L1}} \cot k_L l_b$ .

Die Parallelenschaltung wollen wir mit  $Z'_{L1}$  bezeichnen. Sie lautet

$$Z'_{L1} = -i \frac{1}{q_{L1} \varrho_{L1} v_{L1}} \frac{\cot k_L l_a \cot k_L l_b}{\cot k_L l_a + \cot k_L l_b}. \quad (28)$$

Hieraus folgt nach einiger Zwischenrechnung

$$Z'_{L1} = -i \frac{1}{q_{L1} \varrho_{L1} v_{L1}} \frac{2}{\pi} \frac{1}{v} \cdot \cos^2 \left[ k_L l_a - \frac{1}{2} (\pi + k_L l) \right] \quad (29)$$

und schließlich

$$Z'_{L1} = -i \frac{1}{q_{L1} \varrho_{L1} v_{L1}} \frac{2}{\pi} \frac{1}{v} \cdot \cos^2 \left[ k_L l_a - \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{\lambda_0}{\lambda} \right) \right]. \quad (30)$$

In der Nähe der Resonanzfrequenz ist aber  $\lambda \approx \lambda_0$  und wir können ohne großen Fehler statt Gl. (30)

$$Z'_{L1} = -i \frac{1}{q_{L1} \varrho_{L1} v_{L1}} \frac{2}{\pi} \frac{1}{v} \cos^2 \pi \frac{l_a}{\lambda} \quad (31)$$

schreiben. Entsprechend erhalten wir für den zweiten Longitudinalschwinger

$$Z'_{L2} = -i \frac{1}{q_{L2} \varrho_{L2} v_{L2}} \frac{2}{\pi} \frac{1}{v} \cos^2 \pi \frac{l_a}{\lambda} \quad (32)$$

Wir wollen uns wieder nur für Schwinger aus gleichem Material interessieren. Nur ihr Querschnitt soll unterschiedlich sein dürfen. Für die Kopplung  $(K'_{12})_r$  erhält man dann nach Gl. (24a)

$$(K'_{12})_r = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega F_r} \frac{k^3 E_B J_B}{\varrho_L v_L \sqrt{q_{L1} q_{L2}}} \cos \pi \frac{l_a}{\lambda} \cos \pi \frac{l_a}{\lambda}. \quad (33)$$

Es ist zweckmäßig, die Koppeldrähte parallel zu den Stirnflächen der Schwinger zu führen. Dann schreibt sich die Kopplung noch einfacher

$$(K'_{12})_r = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega F_r} \frac{k^3 E_B J_B}{\varrho_L v_L \sqrt{q_{L1} q_{L2}}} \cos^2 \pi \frac{l_a}{\lambda}. \quad (33)$$

Das Ergebnis ist verständlich: Wenn man den Koppeldraht in der Mitte der Longitudinalschwinger ( $l_a = l/2$ ) anbringt, an einer Stelle also, wo der Schwinger einen Bewegungsknoten besitzt, verschwindet die Kopplung.

#### 4.4. Zwei spezielle Anordnungen

Für zwei Spezialfälle wollen wir die Kopplung noch anschreiben.

a) Biegekoppler und Longitudinalresonator haben runden Querschnitt (Resonatoren und Koppelleitung aus dem gleichen Material!), Bild 4.

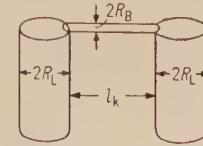


Bild 4. Biegekoppler und Longitudinalresonator mit Kreisquerschnitt.

$\lambda/4$ -artige Kopplung ( $\lambda_L$  Wellenlänge longitudinaler Schwingungen):

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega F_1} \frac{k^3 E_B J_B}{q_L \varrho_L v_L} \equiv 1,3962 \frac{R_B^{5/2}}{R_L^2 \lambda_L^{1/2}} = (K_{12})_1, \quad (34)$$

$$l_{k1} = 0,66713 \sqrt{R_B \lambda_L}; \quad (35)$$

$3\lambda/4$ -artige Kopplung:

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega F_2} \frac{k^3 E_B J_B}{q_L \varrho_L v_L} \equiv 1,6050 \frac{R_B^{5/2}}{R_L^2 \lambda_L^{1/2}} = (K_{12})_2, \quad (36)$$

$$l_{k2} = 1,5515 \sqrt{R_B \lambda_L}. \quad (37)$$

b) Biegekoppler und Longitudinalresonatoren sind aus Blech gestanzt und haben rechteckigen Querschnitt, Bild 5.

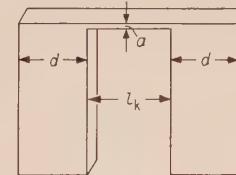


Bild 5. Gestanztes Filterelement.

$\lambda/4$ -artige Kopplung:

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega F_1} \frac{k^3 E_B J_B}{q_L \varrho_L v_L} \equiv 1,0609 \frac{a^{3/2}}{d \sqrt{\lambda_L}} = (K_{12})_1, \quad (38)$$

$$l_{k1} = 0,50693 \sqrt{a \lambda_L}; \quad (39)$$

$3\lambda/4$ -artige Kopplung:

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega F_2} \frac{k^3 E_B J_B}{q_L \varrho_L v_L} \equiv 1,2195 \frac{a^{3/2}}{d \sqrt{\lambda_L}} = (K_{12})_2, \quad (40)$$

$$l_{k2} = 1,1789 \sqrt{a \lambda_L}. \quad (41)$$

#### 5. Beispiele für zwei Filterelemente

a) Ein Filterelement aus Longitudinalschwingern der Länge  $\lambda_L/2$  mit kreisförmigem Querschnitt sei aus Stabilitätsgründen über zwei Biegeschwinger gekoppelt. In Bild 4 denke man sich an der unteren Stirnfläche der Longitudinalschwinger eine zweite

Koppelleitung mit dem Radius  $R_B$ . Das Element sei Teil eines  $n$ -kreisigen Filters und habe die kleinste im Filter vorkommende Kopplung, liege also in der Mitte. Die Größe dieser Kopplung

$$(K_{12})_1 = K_{\frac{n}{2}, \frac{n}{2} + 1}$$

(bzw.  $(K_{12})_1 = K_{\frac{n-1}{2}, \frac{n+1}{2}}$  bei ungerader Kreiszahl  $n$ )

ist etwa  $v_g/2$  ( $v_g$  relative Bandbreite). Wir wollen ein Element berechnen, das zu einem Filter mit einer Bandbreite von 6 kHz bei einer Mittenfrequenz von 525 kHz gehört. Dann ist

$$\frac{v_g}{2} = \frac{1}{2} \frac{2 \Delta f_g}{f_0} = \frac{1}{2} \frac{6 \text{ kHz}}{525 \text{ kHz}} = 5,7 \cdot 10^{-3}.$$

Pro Koppelleitung hat man also eine Kopplung von  $2,85 \cdot 10^{-3}$  zu erzeugen. Um ein möglichst kleines Filter zu bauen, wollen wir die  $\lambda/4$ -artige Kopplung verwenden. Den Radius der beiden Longitudinalschwinger wählen wir zu 0,5 mm. Die Wellenlänge  $\lambda_L = v_L/f$  bei  $f = 525$  kHz betrage 9,5 mm ( $v_L = 5 \cdot 10^5 \text{ cm s}^{-1}$ ). Dann folgt aus Gl. (34) der Radius eines Biegekopplers zu

$$\begin{aligned} R_B &= \left( \frac{(K_{12})_1 R_L^2 \lambda_L^{1/2}}{1,3962} \right)^{2/5} = \\ &= \left( \frac{2,85 \cdot 10^{-3} \cdot 0,25 \cdot 3,08}{1,3962} \right)^{2/5} \text{ mm} = 76 \mu\text{m}. \end{aligned}$$

Ein Koppeldraht hat also einen Durchmesser von etwa 150  $\mu\text{m}$ . Seine Länge  $l_{k1}$  beträgt nach Gl. (35) etwa 0,57 mm. Der  $\lambda_L/2$ -Longitudinalschwinger hat eine Länge von 4,75 mm. Das ganze Filterelement, bestehend aus zwei Resonatoren und zwei Koppelleitungen, erfüllt also einen Raum von etwa 1 mm  $\times$  2,6 mm  $\times$  5 mm. Ein aus 6 Metallresonatoren und 2 Bariumtitanatwendlern in Rohrform mit den gleichen Außenabmessungen wie die Metallresonatoren bestehendes Filter hätte etwa die Außenabmessungen 1 mm  $\times$  12 mm  $\times$  5 mm. Dies wäre ein Filter, was auch für die Mikromodultechnik von Bedeutung ist. Es stellt allerdings einige Forderungen an die Herstellungstechnik.

b) Jetzt soll ein Filterelement betrachtet werden, das aus einem Stück Blech ausgestanzt werden

kann. Das Filter habe bei einer Mittenfrequenz von 473 kHz eine Bandbreite von 36 kHz. Wir wollen aus Stabilitätsgründen wieder mit zwei Koppelleitungen arbeiten und denken uns in Bild 5 an den unteren Stirnflächen der Longitudinalschwinger eine zweite Koppelleitung angebracht. Mit

$$\frac{v_g}{2} = \frac{1}{2} \frac{36 \text{ kHz}}{473 \text{ kHz}} = 3,8 \cdot 10^{-2},$$

einer Kopplung  $(K_{12})_1$  von  $1,9 \cdot 10^{-2}$  pro Koppelleitung und einer Breite der Longitudinalschwinger von  $d = 3$  mm erhalten wir nach Gl. (38) für die Dicke  $a$  der Biegeleitung

$$\left( \lambda_L = \frac{5 \cdot 10^5 \text{ cm/s}}{473 \text{ kHz}} = 10,6 \text{ mm} \right)$$

$$\begin{aligned} a &= \left( \frac{(K_{12})_1 d \sqrt{\lambda_L}}{1,0609} \right)^{2/3} = \\ &= \left( \frac{1,9 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 3,25}{1,0609} \right)^{2/3} \text{ mm} = 0,31 \text{ mm}. \end{aligned}$$

Ihre Länge beträgt nach Gl. (39)  $l_{k1} = 0,92$  mm.

Die Blechstärke ist beliebig. Man kann durch geschickte Wahl der Blechstärke unter Umständen Nebenwellen vermeiden. Das Grundelement eines gestanzten Filters hat in unserem Fall eine Flächenausdehnung von 6,9 mm  $\times$  5,3 mm (5,3 mm =  $\lambda_L/2$ ). Ein Filter, bestehend aus 6 Metallresonatoren und 2 Bariumtitanatwendlern in der gleichen Plattenform wie die Metallresonatoren hätte eine Flächenausdehnung von 30,4 mm  $\times$  5,3 mm.

Besonders diese beiden Beispiele zeigen, daß die Verwendung von Biegekopplungen in Longitudinalfiltern zu außerordentlich kleinen Filterabmessungen führen kann. Eine Grenze wird der Miniaturisierung praktisch nur noch durch Schwierigkeiten bei der Herstellung und Abstimmung solch kleiner Gebilde gesetzt.

#### Schrifttum

- [1] BÖRNER, M., Biegeschwingungen in mechanischen Filtern. Telefunken-Ztg. 31 [1958], 115–123.
- [2] BÖRNER, M., KETTEL, E. und OHNSORGE, H., Mechanische Filter für die Nachrichtentechnik. Telefunken-Ztg. 31 [1958], 105–114.
- [3] HENZE, E., Bandfilter vom Tschebyscheffschen Typ mit beliebig vielen Kreisen. A.E.Ü. 9 [1955], 131–139.

# Über die Darstellung von Lebensdauertestergebnissen bei der Herstellung von Transistoren

von CARLOS VILLALAZ

Mitteilung der Philips A.-G., Zürich

(A.E.Ü. 15 [1961], 181 – 186; eingegangen am 10. Januar 1961)

DK 620.169.1:621.382.3

Die Durchführung eingehender Untersuchungen über die Lebensdauereigenschaften von Transistoren führt zwangsläufig zu einem Kompromiß zwischen Informationstiefe und Informationsübersicht. Durch Abgrenzung des Informationsbereiches sowie Aufteilung in vereinfachte Einzelkomplexe wird eine solche Kompromißlösung angestrebt. Unter anderem wird die schematische Erfassung beliebiger Lebensdauerkurvenformen durch eine einfache Symbolik behandelt, und das Prinzip der Überlagerung dimensionsloser Verteilungen in bestimmten Testbetriebszeitpunkten mit den Absolutverteilungen der Anfangswerte erläutert.

Detailed investigation concerning the life characteristics of transistors leads inevitably to a compromise between information depth and information survey. By fixing the limits of the information range as well as by subdivision into simplified single complexes such a compromise solution is attempted. Among other problems the schematic description of any form of life test curves by a simple symbolism is discussed, and the principle of superposition of dimensionless distributions in certain test-working instants with the absolute distributions of the starting values is explained.

## 1. Einführung

Obwohl die Herstellung von Transistoren konventioneller Bauart (Ge, pnp, legiert) heute schon einen durch vielseitige und reichhaltige Erfahrung weit fortgeschrittenen Reifezustand erreicht hat, stellt man selbst in diesem Fall noch immer, über längere Zeitabschnitte betrachtet, Verbesserungen der Eigenschaften fest. Diese kann man in zwei Gruppen einteilen: die einen, die sich sofort nach Abschluß des Fabrikationsprozesses ermitteln lassen (z. B. engere Toleranzen in den Kenndaten), und die anderen, die unter dem vielsagenden Begriff „Lebensdauereigenschaften“ einzuordnen sind. Die Untersuchung der ersten wie der letzteren muß laufend erfolgen, denn Maßnahmen, die eine Verbesserung oder Vereinfachung im Herstellungsverfahren bewirken sollen, führen nicht zwangsläufig auch zu einer Verbesserung in bezug auf Kenndaten bei Fabrikationsabschluß oder Lebensdauereigenschaften, und es bestehen auch keine ausreichenden korrelativen Beziehungen zwischen den Kenngrößen und den Lebensdauereigenschaften, so daß ein Verzicht auf Kontrolle der einen oder der anderen zulässig wäre.

Um die Lebensdauereigenschaften zu ermitteln, werden der laufenden Transistorproduktion Stichproben entnommen, verschiedenen Beanspruchungen ausgesetzt und in zweckmäßig gewählten Zeitabständen die in bezug auf Änderungen interessanten Parameter gemessen. Das Ergebnis solcher Teste ist eine große Anzahl von Einzeldaten. Das folgende Beispiel soll über die Größenordnung dieser Anzahl Auskunft geben.

Für die Bestimmung der Lebensdauereigenschaften eines bestimmten Transistortyps seien zehn verschiedene Teste durchzuführen. Diese sollen wöchentlich angefangen werden. Die minimale Anzahl Versuchsstücke pro Test sei 25 Stück. 10 Parameter seien

zu überwachen. Die Dauer der Versuche betrage im Mittel 5000 h, und es werde in dieser Zeit zu zehn verschiedenen Zeitpunkten gemessen. Die Anzahl der Einzeldaten beträgt dann über ein Jahr summiert:

$$10 \cdot 52 \cdot 25 \cdot 10 \cdot 10 = 1,3 \cdot 10^6$$

Weiteres darüber siehe [1] und [2].

Man sieht, daß bei einer Produktionsauflage von mehreren Typen die Speicherung und Auswertung solcher Daten bald zu einem wesentlichen Problem wird.

## 2. Der Informationsbereich

Der Informationsbereich von Lebensdaueruntersuchungen bei der Transistorherstellung setzt sich pro Type, Versuchsart und Meßparameter aus zwei Anteilen zusammen:

den Angaben für die Dimensionierung von elektrischen Schaltungen,

den Angaben für die Überwachung und Verbesserung der Lebensdauereigenschaften im Produktionsablauf.

Die Eigenschaften einer Anordnung von elektrischen Bauteilen, wie Widerstände, Kapazitäten, Induktivitäten, Verstärkervorrichtungen, u. a. m., in Form eines Schaltungskomplexes kann man durch bestimmte meßbare Kenngrößen definieren. Das gleiche gilt auch für die Bauteile selber. Die Kenngrößen der Bauteile einerseits und diejenigen des Schaltungskomplexes andererseits sind im allgemeinen Fall untereinander und gegeneinander in allen Variationsmöglichkeiten durch funktionelle Beziehungen miteinander verknüpft. Die Funktionen können ganz verschiedenen Charakter haben.

Der Zweck eines solchen Schaltungskomplexes ist immer abgegrenzt. Dadurch ergeben sich für seine Kenngrößen Toleranzbereiche. Nimmt man alle Bauteileigenschaften bis auf die eines einzigen als

konstant an, so ergeben sich für die Kenngrößen dieses einzigen nach oben Gesagtem auch Toleranzgrenzen. Diese können wie folgt geartet sein:

- ein oberer Grenzwert,
- ein unterer Grenzwert,
- ein oberer und ein unterer Grenzwert.

Jedem Zweck sind mehr oder weniger bestimmte Schaltungsarten zugeordnet; über das ganze gesehen ergibt sich eine Unzahl von möglichen Grenzbedingungen an die Kenngrößen eines einzelnen Bauteiles, z. B. eines Transistors. Die für seine Dimensionierung im Zusammenhang mit einem allgemeinen Schaltungskomplex notwendigen Angaben müssen deswegen in der folgenden Form vorhanden sein:

Unterlagen aus verschiedenen Versuchen, so daß für den gewünschten Zweck die Ergebnisse der zweckentsprechenden Beanspruchung vorliegen.

Pro Versuch die Unterlagen über alle durch die zweckentsprechenden Beanspruchungen veränderlichen Kenngrößen.

Pro veränderliche Kenngröße für verschiedene Testdauern die Verteilung  $S_1$  der über die Testdauer maximal aufgetretenen positiven und negativen Amplituden.

Pro veränderliche Kenngröße für verschiedene Testdauern die Ergebnisse von Korrelationsuntersuchungen  $K$  betreffend Zusammenhang zwischen der absoluten Größe der gemessenen Anfangswerte und den auf die Anfangswerte bezogenen relativen Änderungen, den relativen Änderungen der Parameter untereinander, usw.

Diese Angaben sind laufend während der Produktion zu ermitteln und über bestimmte Produktionsintervalle zusammenzufassen.

Für den Hersteller müssen außer diesen Unterlagen noch differenziertere Informationen zur Verfügung stehen, und zwar solche, die ihn in kürzerer Zeit über die Auswirkungen bestimmter Maßnahmen in Kenntnis setzen. Um sie zu erhalten, muß er zusätzlich noch anders gerichtete Versuche durchführen, und sich vor allem auch mit der Art des funktionellen Verlaufes der Lebensdaueränderungen befassen. Im wesentlichen bedeutet das die Be- schaffung von:

Unterlagen aus Versuchen, bei welchen sich die Beanspruchung, speziell gerichtet, bis an die zulässige Grenze erstreckt.

Pro Versuch die Unterlagen auch von solchen Kenngrößen, die nicht nur schaltungstechnisch interessant sind, sondern außerdem auch den physikalischen Aufbau der Versuchsobjekte charakterisieren.

Pro Kenngröße die Angaben über die Funktionsformen  $F$  der aufgetretenen Änderungen.

Pro Kenngröße die Verteilung  $S_2$  der Größe der Änderungen innerhalb einer bestimmten Funktionsform als Funktion der Testdauer.

Auch diese Informationen müssen laufend ermittelt und über bestimmte Zeitabschnitte zusammengestellt werden.

### 3. Der Auswertungsprozeß

Das Vorgehen, wie man zu den im Abschnitt 2 erwähnten Informationskomplexen  $S_1$ ,  $K$ ,  $F$  und  $S_2$  gelangt, ist schematisch in Bild 1 gezeigt. Die Pfeile geben die Richtung des Auswertungsprozesses an.

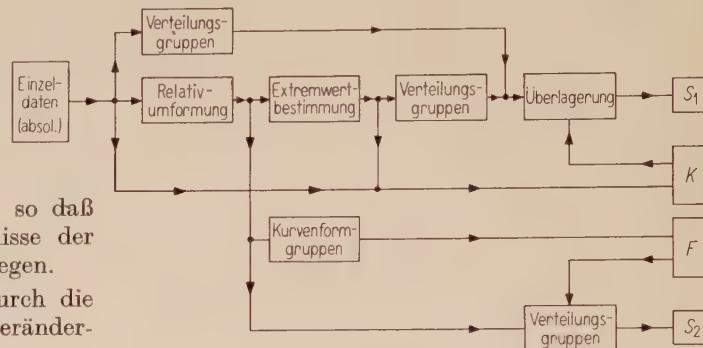


Bild 1. Schematische Darstellung des Auswertungsprozesses.

Da für die Ermittlung von  $S_1$  und  $S_2$  die Informationskomplexe  $K$  und  $F$  mitbestimmend sind, müssen letztere im Auswertungsprozeß an erster Stelle stehen.

Aus der Grundgesamtheit der Einzeldaten (Versuchsmeßergebnisse) werden die auf den Anfangswert bezogenen relativen Änderungen berechnet. Pro Meßwert geordnet, stellen sie empirische Zeitfunktionen dar; durch Einführung von Ähnlichkeitskriterien werden Kurvenformgruppen gebildet; hieraus ergibt sich  $F$ .

Indem man aus den nach Meßparametern geordneten Zeitfunktionswerten die im betrachteten Zeitabschnitt extrem aufgetretenen positiven und negativen Funktionswerte zusammenstellt, und sie zu den aus den Einzeldaten entnommenen Anfangswerten stochastisch in Beziehung bringt, erhält man  $K$ .

Die Bestimmung von  $S_1$  ergibt sich unter Berücksichtigung der Korrelationsverhältnisse aus der Überlagerung der Extremwertverteilung mit der Verteilung der absoluten Anfangswerte.

$S_2$  wird durch Bestimmung der Verteilung der relativen Änderungen innerhalb der Kurvengruppenformen ermittelt.

### 4. Die Ähnlichkeitskriterien für Kurvenformen

Der zeitliche Verlauf der durch die Beanspruchungen während der Teste veränderlichen meßbaren Kenngrößen  $P$  kann die verschiedensten Formen annehmen. Es gibt nur eine Einschränkung gegenüber dem allgemeinsten Fall, nämlich jedem Zeitwert  $t$  ist eindeutig nur ein Funktionswert zugeordnet. In Bild 2 ist diese Einschränkung erklärt.

Für den Vergleich von Kurvenformen müssen die Kurven in dimensionsloser Form dargestellt sein.

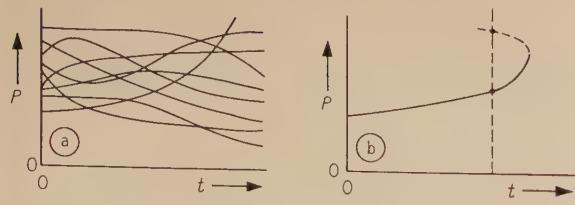


Bild 2. (a) Einige in der Praxis vorkommende Kurvenformen von Meßparametern als Funktion der Testbetriebszeit in absoluter Darstellung.  
(b) Beispiel einer Kurvenform, die in ihrer Art als Ergebnis von Lebensdaueruntersuchungen nicht in Frage kommt.

Der einzige Bezugswert, der dies für alle Fälle ermöglicht, ist der Anfangswert. Aus

$$P = f(t)$$

wird also

$$\frac{P}{P_{t=0}} = f(t) = P_r,$$

d. h. alle Kurven haben einen gemeinsamen Punkt, den Funktionswert bei  $t = 0$ ,  $P_r = 1$ ; siehe dazu Bild 3.

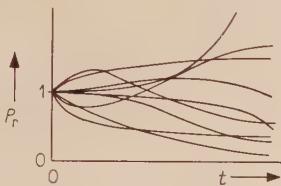


Bild 3. Einige in der Praxis vorkommende Kurvenformen in dimensionsloser Form.

Von einer eigentlichen Kurvenform empirisch bestimmter Funktionswerte kann man nur dann sprechen, wenn genügend Meßpunkte vorhanden sind, um sie zu erfassen, und wenn die durch Meßfehler hervorgerufenen Abweichungen vernachlässigbar sind.

Unter diesen Voraussetzungen seien folgende einfachste Kurvenformtendenzen formuliert:

Der Funktionswert steigt; d. h. die erste Ableitung der Funktion ist positiv (+):

$$dP_r/dt > 0.$$

Der Funktionswert ist konstant, d. h. die erste Ableitung der Funktion ist Null (0):

$$dP_r/dt = 0.$$

Der Funktionswert nimmt ab, d. h. die erste Ableitung der Funktion ist negativ (-):

$$dP_r/dt < 0.$$

Diese Grundtendenzen lassen sich in Kombinationen zusammenstellen, so daß beispielsweise ein erst ansteigender und später abfallender Funktionsverlauf durch:

+ 0 -

gekennzeichnet werden kann.

Kurven mit gleicher Zeichenfolge kann man in erster Näherung als ähnlich bezeichnen. Es ist je-

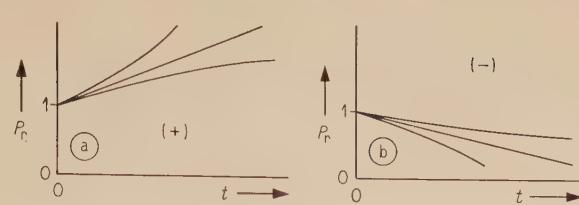


Bild 4. Beispiele von Kurvenformen, bei welchen die erste Ableitung allein für die Beurteilung der Kurvenform nicht genügt.

doch notwendig, eine weitere Differenzierung einzuführen, wie aus den Beispielen in Bild 4 hervorgeht. Gerade eine Unterscheidung solcher Kennzeichen kann bei der Beurteilung von Kurvenformen von ausschlaggebender Bedeutung sein. Man erhält dies durch folgende Erweiterung der Kurvenformgrundtendenzen:

Der Funktionswert steigt und die zweite Ableitung ist positiv:

$$dP_r/dt > 0, \quad d^2P_r/dt^2 > 0 \quad (+++).$$

Der Funktionswert steigt und die zweite Ableitung ist Null:

$$dP_r/dt > 0, \quad d^2P_r/dt^2 = 0 \quad (++) .$$

Der Funktionswert steigt und die zweite Ableitung ist negativ:

$$dP_r/dt > 0, \quad d^2P_r/dt^2 < 0 \quad (+).$$

Der Funktionswert nimmt ab und die zweite Ableitung ist positiv:

$$dP_r/dt < 0, \quad d^2P_r/dt^2 > 0 \quad (-).$$

Der Funktionswert nimmt ab und die zweite Ableitung ist Null:

$$dP_r/dt < 0, \quad d^2P_r/dt^2 = 0 \quad (--) .$$

Der Funktionswert nimmt ab und die zweite Ableitung ist negativ:

$$dP_r/dt < 0, \quad d^2P_r/dt^2 < 0 \quad (---).$$

Diese Erweiterung der Kriterien ist nur notwendig, um den Bereich der am Schluß einer Kurve auftretenden Grundtendenzen eingehender zu beschreiben und gilt somit auch für den Fall, bei dem nur eine Grundtendenz auftritt.

Die in Bild 5 dargestellte Tabelle zeigt einige der in der Praxis am häufigsten vorkommenden Kurvenformen mit der dazugehörenden Symbolik. Würden solche charakteristische Formen erst auf eine Periode ohne meßbare Änderungen folgen, dann muß einfach in der Symbolik noch ein 0-Zeichen vorgesetzt werden (z. B. Bild 5f: 0+++).

Eine tiefergehende Beschreibung innerhalb einer Kurvenformgruppe ist wohl durch Gruppierung von speziell ausgewählten Merkmalen (z. B. Verteilung der Zeitpunkte von  $P_{r\max}$  oder zeitliche Verteilung der Wendepunkte, usw.) möglich, jedoch ist der dadurch gegebene Zuwachs des Aufwandes nicht durch denjenigen der Informationstiefe gerechtfertigt, und vor allem ließe sich dies nicht ohne Konzession an die Übersichtlichkeit erreichen.

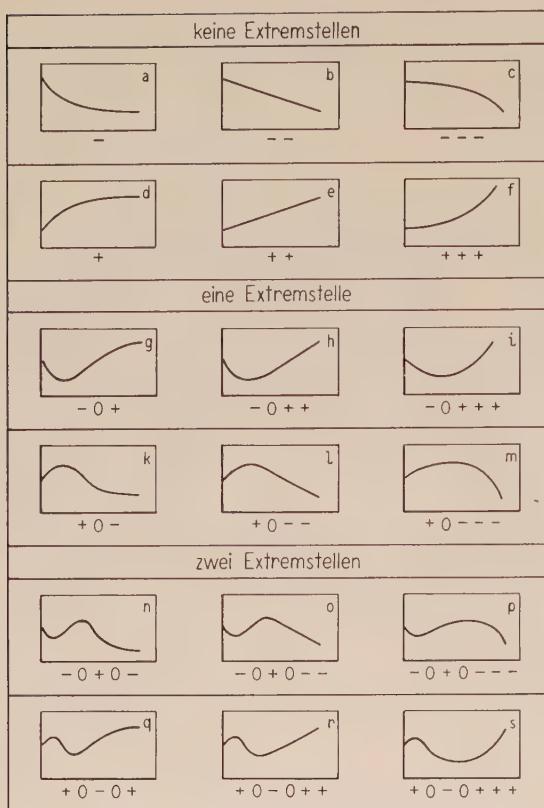


Bild 5. Verschiedene einfache Kurvenformen und ihre entsprechende Symbolik.

Im Zusammenhang mit den anderen Informationskomplexen genügt eine Kurvengruppierung, wie oben beschrieben, in den meisten Fällen, um die gewünschten Angaben in gut übersichtlicher Form zur Verfügung zu haben.

Bezeichnet man mit  $P_{ri}$  den empirischen Funktionswert bei  $t = t_i$  (wobei  $i = 0, 1, 2, 3, \dots$  und  $t_0 = 0$ ), so erhält man bekanntlich durch Differenzbildung von

$$\frac{P_{ri+1} - P_{ri}}{t_{i+1} - t_i} = \frac{\Delta P_{ri}}{\Delta t_i}$$

die in diesem Fall hinreichende Information über die erste Ableitung; ist sie nämlich positiv, gleich Null oder negativ. Durch weitere Differenzbildung von

$$\frac{\Delta P_{ri+1}}{\Delta t_{i+1}} - \frac{\Delta P_{ri}}{\Delta t_i}$$

sind auch die notwendigen qualitativen Angaben über die zweite Ableitung vorhanden.

## 5. Die Verteilung der Relativwerte pro Kurvenformgruppe

Um die Verteilung der relativen Änderungen pro Kurvenformgruppe als Funktion der Testbetriebszeit ermitteln zu können, müssen die Meßzeitpunkte  $t_i$  aller in die Betrachtung einbezogenen Testergebnisse  $P_{ri}$  gleich programmiert sein. Die Werte von

$P_{ri}$  werden pro Zeitpunkt in Gruppen eingeteilt. Die Unterteilung der Gruppen geschieht unter Berücksichtigung der in der Statistik allgemein verwendeten Beziehung:  $N \approx n^{1/2}$ ,

wobei  $N$  die Anzahl Gruppen,  $n$  die Anzahl Meßwerte ( $n \geq 25$ ) ist (siehe [3]). Man erhält so die Häufigkeitsverteilung und durch Integration die Summenhäufigkeitsverteilung. Durch Umrechnung der Gruppenstückzahlen in Prozent der gesamten Anzahl ergibt sich innerhalb bestimmter Vertrauensgrenzen (abhängig von der Stückzahl der Stichprobe) bei der Summenhäufigkeitsdarstellung eine Wahrscheinlichkeit, daß die relativen Änderungen kleiner als der obere Gruppenbegrenzungswert, sowie die komplementäre Wahrscheinlichkeit, daß sie größer sind. Bei größeren Stückzahlen erhält man genügend Punkte für die Darstellung der Verteilung, kann die Punkte durch Linien miteinander verbinden und erhält so die Ausgangsbasis, um von den verschiedenen Zeitpunkten die Werte gleicher Eintreffwahrscheinlichkeit zu Kurvenscharen zusammenzufassen, die den Verlauf als Funktion der Testbetriebszeit anzeigen. In den Bildern 6 und 7 ist dieses Vorgehen anschaulich erläutert.

Ist der Verlauf aller dieser Kurven demjenigen der Kurvenformgruppe, aus welcher sie entnommen worden sind, ähnlich, so deutet das auf ähnliche Zeitkonstantenverhältnisse der Änderungen hin, im anderen Fall kann man auf stärkere Streuung der Zeitkonstanten schließen.

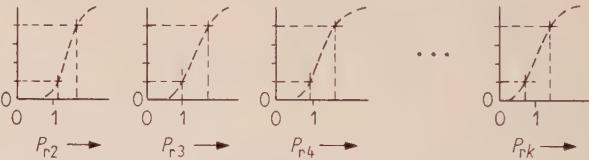


Bild 6. Die Darstellung der Summenhäufigkeitsverteilungen für verschiedene Testbetriebszeitpunkte.

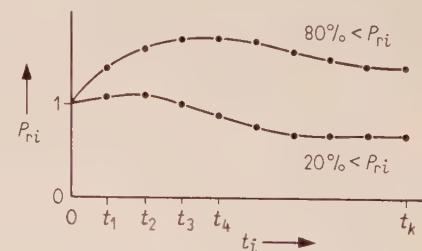


Bild 7. Die Darstellung der Bild 6 entnommenen Punkte gleicher Eintreffwahrscheinlichkeit als Funktion der Testbetriebszeit.

Immer, wenn sich im Verlauf der Produktion vertrauenswerte stärkere Veränderungen, sei es in der Kurvenformgruppenverteilung und/oder in der Streuung der Zeitkonstanten zeigen, muß man eine tiefergehendere Analyse in Erwägung ziehen.

## 6. Die Korrelationsanalyse

Der erste Schritt in der Korrelationsanalyse besteht immer in einer graphischen Darstellung der

stochastisch-funktionell miteinander in Beziehung zu bringenden Größen. Aus ihr werden die Voraussetzungen für eine gegebenenfalls eingehendere Analyse auf mathematisch-statistischer Basis entnommen.

Über die Durchführung solcher Analysen findet man in der Fachliteratur (siehe [4]) ausführliche Angaben.

## 7. Die Verteilung der extremsten Werte

Die Kenntnis der Verteilung der in einem gegebenen Zeitabschnitt aufgetretenen extremsten Amplitudenwerte wurde schon im Abschnitt 2 kurz erwähnt. (Es wurde dort stillschweigend vorausgesetzt, daß eine Überschreitung des Grenzwertes auf keinen Fall eintreten soll, weil ein solches Ereignis unerwünschte Folgen nach sich ziehen würde.) Vor allem bei empirischen Funktionen mit mehreren Extremstellen wird so eine Betrachtungsweise unumgänglich; sie vereinfacht und ergibt in jedem Testbetriebszeitpunkt die zweckmäßigsten Unterlagen. In Bild 8 ist das in anschaulicher Weise dargestellt. Bei mehreren Kurven erhält man also für den positiven wie für den negativen Änderungsbereich pro Testbetriebszeitpunkt je eine Verteilung.

Die Verteilungen kann man genau, wie im Abschnitt 5 gezeigt worden ist, durch Gruppenbildung ermitteln.

## 8. Die Überlagerung der Verteilungsfunktionen

Im allgemeinen ergibt eine Überlagerung der Verteilung der Relativwerte in einem bestimmten Testbetriebszeitpunkt und derjenigen der absoluten Anfangswerte statistisch gesehen ein vertrauenswerten Ergebnis als die alleinige Darstellung der Verteilung der Absolutwerte im entsprechenden Zeitpunkt.

Für den einfacheren Fall, ohne Berücksichtigung der Korrelationsbeziehungen, soll im folgenden das Prinzip der Überlagerung formell angegeben werden.

Es seien

$$\bar{P}_{01}, \bar{P}_{02}, \bar{P}_{03}, \dots, \bar{P}_{0J}, \dots, \bar{P}_{0N}$$

die Gruppenmittelwerte der Absolutwertverteilung bei  $t = 0$ ,

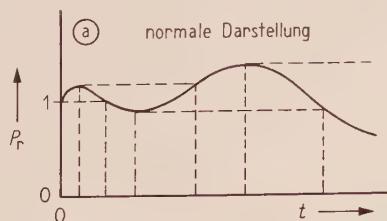


Bild 8. (a) Beispiel einer Lebensdauerkurve mit den für die Konstruktion der Extremwertfunktionen gestrichelt eingezeichneten Hilfslinien.

$$n_{01}, n_{02}, n_{03}, \dots, n_{0J}, \dots, n_{0N}$$

die Anzahl Meßwerte pro Absolutgruppe bei  $t = 0$ ,

$$\bar{P}_{ir1}, \bar{P}_{ir2}, \bar{P}_{ir3}, \dots, \bar{P}_{irj}, \dots, \bar{P}_{irk}$$

die Gruppenmittelwerte der Relativwertverteilung bei  $t = t_i$ ,

$$n_{ir1}, n_{ir2}, n_{ir3}, \dots, n_{irj}, \dots, n_{irk}$$

die Anzahl Meßwerte pro Relativgruppe bei  $t = t_i$ .

Man berechnet zuerst die Absolutwerte  $P_{ijj}$  bei  $t = t_i$  durch

$$P_{ijj} = \bar{P}_{0J} \bar{P}_{irj}.$$

Man erhält so die Produkte

$$\bar{P}_{01} \bar{P}_{ir1}, \bar{P}_{01} \bar{P}_{ir2}, \bar{P}_{01} \bar{P}_{ir3}, \dots, \bar{P}_{01} \bar{P}_{irj}, \dots, \bar{P}_{01} \bar{P}_{irk}$$

$$\bar{P}_{02} \bar{P}_{ir1}, \bar{P}_{02} \bar{P}_{ir2}, \bar{P}_{02} \bar{P}_{ir3}, \dots, \bar{P}_{02} \bar{P}_{irj}, \dots, \bar{P}_{02} \bar{P}_{irk}$$

$$\bar{P}_{03} \bar{P}_{ir1}, \bar{P}_{03} \bar{P}_{ir2}, \bar{P}_{03} \bar{P}_{ir3}, \dots, \bar{P}_{03} \bar{P}_{irj}, \dots, \bar{P}_{03} \bar{P}_{irk}$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$\bar{P}_{0J} \bar{P}_{ir1}, \bar{P}_{0J} \bar{P}_{ir2}, \bar{P}_{0J} \bar{P}_{ir3}, \dots, \bar{P}_{0J} \bar{P}_{irj}, \dots, \bar{P}_{0J} \bar{P}_{irk}$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$\bar{P}_{0N} \bar{P}_{ir1}, \bar{P}_{0N} \bar{P}_{ir2}, \bar{P}_{0N} \bar{P}_{ir3}, \dots, \bar{P}_{0N} \bar{P}_{irj}, \dots, \bar{P}_{0N} \bar{P}_{irk}$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$\bar{P}_{0N} \bar{P}_{ir1}, \bar{P}_{0N} \bar{P}_{ir2}, \bar{P}_{0N} \bar{P}_{ir3}, \dots, \bar{P}_{0N} \bar{P}_{irj}, \dots, \bar{P}_{0N} \bar{P}_{irk}$$

oder abgekürzt

$$P_{i11}, P_{i12}, P_{i13}, \dots, P_{i1j}, \dots, P_{i1k}$$

$$P_{i21}, P_{i22}, P_{i23}, \dots, P_{i2j}, \dots, P_{i2k}$$

$$P_{i31}, P_{i32}, P_{i33}, \dots, P_{i3j}, \dots, P_{i3k}$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$P_{iJ1}, P_{iJ2}, P_{iJ3}, \dots, P_{iJj}, \dots, P_{iJk}$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$P_{iN1}, P_{iN2}, P_{iN3}, \dots, P_{iNj}, \dots, P_{iNk}.$$

Die scheinbaren Stückzahlen für jeden  $P_{ijj}$ -Wert ergeben sich aus

$$n_{ijj} = n_{0J} n_{irj}.$$

Die totale scheinbare Stückzahl ist dann

$$n_{iss} = \sum_{J=1}^N \sum_{j=1}^k n_{ijj}.$$

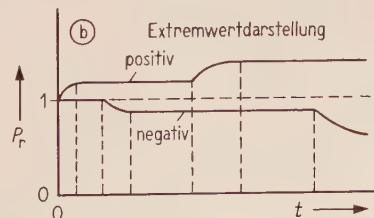


Bild 8. (b) Die aus Bild 8a konstruierten Extremwertfunktionen. Die gestrichelten vertikalen Hilfslinien kennzeichnen wie in Bild 8a die charakteristischen Zeitpunkte.

Daraus findet man die neue Gruppeneinteilung

$$N_i \approx n_{iss}^{1/2},$$

wobei  $N_i$  die Anzahl der Absolutgruppen bei  $t = t_i$  ist.

Im vorliegenden Fall der Überlagerung der relativen Extremwertverteilungen und der Absolutverteilung der Anfangswerte handelt es sich darum, das oben beschriebene Verfahren für beide Änderungsbereiche anzuwenden.

### 9. Abschließende Betrachtungen

Eine Auswertung der Ergebnisse von Lebensdaueruntersuchungen, wie sie in dieser Arbeit beschrieben worden ist, läßt sich ohne weiteres vollautomatisch durchführen. Für den nicht automatisierten Auswertungsprozeß kann man zwecks Vereinfachung der Rechen- und Ordnungsvorgänge die Umrechnung der Absolutwerte in Relativwerte mit einer gleichzeitigen Gruppeneinteilung verbinden. Das vereinfacht einerseits die Umrechnung, vermindert andererseits das Speichervolumen der Relativwerte und erleichtert dazu noch die Extremwertbestimmung sowie die Kurvenformgruppenermittlung (siehe dazu auch Bild 1). In den meisten Fällen erübrigt sich sogar die Gruppenbildung für die Überlagerung, da auf diese Art eine solche schon vorgenommen worden ist; nur ausnahmsweise kommt es vor, daß die für die Überlagerung notwendige Einteilung mit derjenigen, die zwecks Vereinfachung im Zusammenhang mit der Relativumrechnung einzuführen ist, nicht zum Übereinstimmen gebracht werden kann. Natürlich ist diese Vereinfachung nicht ohne Konzession durchführbar. Die Angaben für die Extremwertbestimmung und Kurvenform einschätzung verlieren dadurch an Informationstiefe. Dieser Nachteil darf jedoch nicht überschätzt werden; jeder empirisch ermittelte Funktionsverlauf ist durch Meßfehlerschwankungen gestört und in Extremfällen kann aus diesem Grund eine derartige Reduktion der Informationstiefe sogar zur Notwendigkeit werden. (Man denke z. B. an die Messung von  $I_{CBO}$ , die durch Temperatur- und Drifteffekte beeinflußt werden kann.)

Die aus den Relativwerten entnommenen Angaben, Extremwertverteilung und Kurvenformgruppeneinteilung, lassen sich, wie jede andere Schlußfolgerung aus diesen Stichprobenergebnissen innerhalb bestimmter Vertrauensgrenzen auf die

Grundgesamtheit oder Teile von ihr übertragen, d. h. man kann z. B. auch Überlagerungen mit Anfangswerten speziell aus der Grundgesamtheit ausgelesener Versuchsobjekte vornehmen. Eine solche Grundgesamtheit umfaßt die Anzahl produzierter Bauteile in demjenigen Zeitabschnitt, über welchen die Stichprobenresultate vorliegen.

Anregungen zur Bearbeitung dieses Themas stammen aus der praktischen Erfahrung mit Lebensdauertesten, welche im Rahmen der Qualitätsüberwachung bei der Transistorherstellung gesammelt wurden.

Bei Diskussionen haben die Herren Prof. Dr. A. LINDER und Prof. Dr. M. J. O. STRUTT mitgewirkt. Hierfür möchte ich meinen Dank aussprechen.

Für die Durchsicht und Begutachtung der Arbeit möchte ich den Herren Dr. S. D. BOON, Prof. Dr. H. C. HAMAKER und Prof. J. H. VAN SANTEN vom Publikationsausschuß des Philips Konzerns, sowie Herrn H. B. VAN WIJLEN vom Qual. Lab. Philips Nijmegen und Herrn Dir. Dipl. El. Ing. O. STETTLER von Philips Zürich bestens danken.

### Schrifttum

- [1] WALTER, V. W. und BIEN, F. I., Data handling for a reliability test program. *Transact. Inst. Radio Engrs.* **I-7** [1958], 1, 44–47.
- [2] WALTZ, M. C., Semiconductor reliability studies. *Bell Lab. Rec.* **38** [1960], Nr. 3, 88–91.
- [3] SCHAAFSMA, A. H. und WILLEMZE, F. G., Moderne Qualitätskontrolle. Philips Techn. Bibliothek, 1955.
- [4] LINDER, A., Statistische Methoden. Birkhäuser-Verlag, Basel/Stuttgart 1957.
- [5] XAVIER, M. A., SCHNEIDER, L. L. und GOTTFRIED, P., Utilisation of component part reliability information in circuit design. *Transact. Inst. Radio Engrs. PGRQC-14* [1958], 60–68.
- [6] MELTZER, S. A., Designing for reliability. *Transact. Inst. Radio Engrs. PGRQC-8* [1956], 36–43.
- [7] MARTIN, R. E. und FISCHLER, S., Statistical life study of low-power transistors. *Proceedings of the Transistor Reliability Symposium 1956*, New York University Press, New York 1958.
- [8] UNGER, D. M., Reliability data for germanium n-p-n alloyed transistors. *Proceedings of the Transistor Reliability Symposium 1956*.
- [9] JOHNSON, J. D. und VAN SWEARINGEN, B., Evaluation of transistor life data. *Transact. Inst. Radio Engrs. PGRQC-11* [1957], 15–26.
- [10] JONES, H. C., The relation between sample size and confidence in test-to-failure reliability programs. *Transact. Inst. Radio Engrs. PGRQC-16* [1959], 24–33.
- [11] GLASER, R. H., An application of the „box“ technique to the evaluation of electrical components. 4th Nat. Symposium on Reliability and Quality Control, Jan. 1958.
- [12] CARY, H. und THOMAS, R. E., Accelerated testing as a problem of modeling. 6th Nat. Symposium on Reliability and Quality Control, Jan. 1960.
- [13] STÖRMER, H., Ein statistisches Verfahren für Lebensdauervoraussagen bei nachrichtentechnischen Anlagen. *A.E.Ü.* **14** [1960], 217–224.
- [14] DRENNAN, J. E., Life characteristics of surface barrier transistors. 6th Nat. Symposium on Reliability and Quality Control, Jan. 1960.
- [15] WELDON-HOLTZMAN, C., jr., und MARSHALL, W. E., A new method of communication between engineer and mathematician aids system reliability prediction. 6th Nat. Symposium on Reliability and Quality Control, Jan. 1960.

# Zur Schaltungstechnik von Demodulatoren für Farbfernsehsignale nach dem NTSC-Verfahren

von FRITZ JAESCHKE

(A.E.U. 15 [1961], 187–199; eingegangen am 19. November 1960)

DK 621.397.132

Die beim Entwurf von Dekodierungseinrichtungen für Farbfernsehsignale nach dem NTSC-System auftretenden Schaltungs- und Dimensionierungsprobleme werden aufgezeigt und an Hand des Beispiels eines Farbmeßdemodulators Wege zu ihrer Lösung angegeben. Besondere Beachtung wird den verschiedenen Verfahren der Synchrondemodulation und ihren Anwendungsbereichen bei Äquiband- und  $J/Q$ -Empfängern geschenkt. Eine im Bereich der Fernsehtechnik neue Aufgabe stellt auch die automatische Phasenregelung des Farbträgeroszillators dar, für die ebenfalls verschiedene Lösungsmöglichkeiten angegeben werden. Eine Reihe von weiteren Problemen, wie Klemmung und Austastung von Farbfernsehsignalen, optimale Matrizierung der Farbdifferenzsignale und Meßeinrichtungen, die für den Betrieb eines Studio-Farbmodulators erforderlich sind, runden den Überblick über die heutige Schaltungstechnik für NTSC-Farbmodulatoren ab.

The paper outlines the circuit and dimensioning problems appearing in the design of decoding facilities for color television by the NTSC system, devising ways for their solution by reference to the example of a color measuring demodulator. Particular attention is paid to the different methods of synchronous demodulation and their ranges of application with equi-band and  $J/Q$  receivers. Another new problem in the field of television engineering is automatic phase control of the color subcarrier oscillator for which also various possible solutions are devised. A number of additional problems such as clamping and blanking of color television signals, optimum matrixing of the color difference signals, and measuring facilities as required for the operation of a studio type color demodulator round out the survey of the present circuit techniques for NTSC color demodulators.

## Einleitung

Vor einiger Zeit wurde vom Verfasser ein Beitrag über die Schaltung und die Wirkungsweise eines Farbmodulators für ein modifiziertes NTSC-Verfahren veröffentlicht [1]. Anknüpfend an diese Arbeit soll im folgenden ein Überblick über die Probleme gegeben werden, die bei der Konstruktion eines Farbmodulators für das NTSC-Verfahren zu beachten sind. Wie bei der Behandlung des Modulators sollen hierbei bevorzugt Schaltungs- und Dimensionierungsfragen berücksichtigt werden, da prinzipielle und systemtheoretische Darstellungen in genügender Zahl vorliegen. Dagegen steht dem Entwicklungsingenieur für den Entwurf und die praktische Ausführung solcher Geräte nur wenig Quellenmaterial zur Verfügung; die vorliegende Arbeit soll hier eine Lücke schließen.

## 1. Aufbau des Demodulators

Die Aufgabe des Farbmodulators besteht darin, aus dem übertragenen Farbfernsehsignal die für den Bildaufbau erforderlichen Farbwertsignale Rot, Grün und Blau, wie sie vom Bildgeber angeliefert wurden, zu rekonstruieren.

Unter den verschiedenen Möglichkeiten für den Entwurf soll hier in der Hauptsache ein Demodulatortyp behandelt werden, der als Meßgerät die im angebotenen Signal enthaltenen Komponenten möglichst weitgehend auswertet. Es ist daher beispielsweise bei der Dimensionierung der Farbkanäle nicht das für Farbempfänger-Schaltungen übliche Äquibandprinzip angewendet worden, sondern die Bandbreiten der beiden Farbinformationen werden voll ( $J = 1,5$  MHz,  $Q = 0,5$  MHz) ausgewertet. Seiner Aufgabe als Meßgerät entsprechend

enthält das Gerät eine Oszillographen-Einrichtung, mit der alle empfangenen und abgegebenen Signale zu überwachen sind. Den grundsätzlichen Aufbau des Gerätes zeigt das Blockschaltbild in Bild 1.

Nach einer Vorverstärkung werden in dem an kommenden Farbbild-Signalgemisch die Synchron- und Farbsynchronimpulse ausgetastet, um für nachfolgende Klemmschaltungen ein definiertes Bezugspotential zu schaffen. Es folgt eine Stufe, in welcher die trägerfrequente Signalkomponente abgezweigt und den beiden Synchronmodulatoren für die  $J$ - und  $Q$ -Komponente zugeführt wird. Die Signalamplitude ist einstellbar und bestimmt die Farbsättigung des Bildes. Die Bandbreiten der demodulierten Signale werden durch Tiefpässe mit 0,5 MHz Grenzfrequenz im  $Q$ -Kanal bzw. 1,5 MHz im  $J$ -Kanal begrenzt. Schließlich formt eine Matrix-Schaltung die drei durch Verzögerungsleitungen auf gleiche Laufzeiten gebrachten Signalkomponenten  $Y$ ,  $J$  und  $Q$  in die gewünschten Farbwertsignale  $R$ ,  $G$  und  $B$  um. Zur Unterdrückung der Rasterstörung durch den Farbträger ist im  $Y$ -Kanal ein abschaltbarer Sperrkreis vorgesehen. Eine Reihe von weiteren Schaltungsgruppen liefert die zum Betrieb der Synchronmodulatoren und Klemmschaltungen erforderlichen Hilfssignale, wie beispielsweise Klemmimpulse und die beiden Sinusspannungen für die Synchronmodulatoren. Ihre Funktion wird, soweit sie nicht ohne weiteres aus dem Blockschaltbild hervorgeht, später eingehend bei der Behandlung der Schaltungseinzelheiten beschrieben.

Die Meßeinrichtung des Gerätes besteht im wesentlichen aus einem Elektronenstrahl-Oszillographen, der sowohl als Vektorschreiber wie als Pegelschreiber mit normaler zeitproportionaler

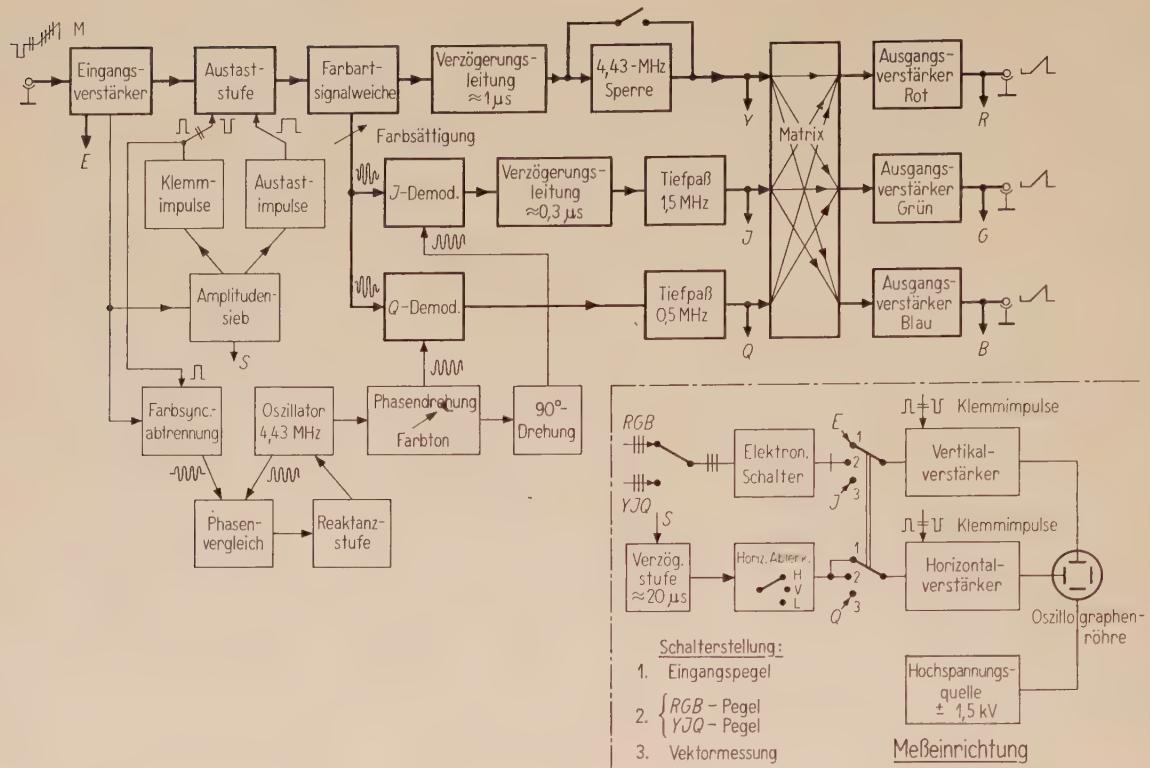


Bild 1. Blockschaltbild eines NTSC-Meßdemodulators (starke Linien: Grundschaltung, schwache Linien: Hilfsschaltung).

Horizontalablenkung betrieben werden kann. Bei der Pegelmessung wird entweder das ankommende Farbfernsehignal angezeigt, oder es können unter Verwendung eines Dreifachelektronenschalters die drei Ausgangssignale  $R$ ,  $G$  und  $B$  (bzw. die Signale  $Y$ ,  $J$  und  $Q$ ) gleichzeitig dargestellt werden. Die Zeitablenkung erfolgt im ersten Fall wahlweise über zwei Teilbilder, zwei Zeilen oder über die Horizontalauastastlücke, im zweiten Fall ist nur Ablenkung über zwei Zeilen vorgesehen. Bei vektorieller Anzeige wird der trägerfrequente Anteil des Farbfernsehsignals, das sogenannte Farbart-signal, nach Größe und Richtung aufgezeichnet. Dazu wird horizontal mit der  $Q$ -Information und gleichzeitig vertikal mit der  $J$ -Information abgelenkt.

Für die Gestaltung jeder Schaltungsstufe dieses Blockschaltbildes gibt es im allgemeinen mehrere Lösungsmöglichkeiten; es ist jeweils eine Frage des günstigsten Kompromisses zwischen geforderter Leistung und schaltungsmäßigem Aufwand — wobei auch die erforderliche Abgleichbarkeit zu berücksichtigen ist —, welcher Lösung der Vorzug zu geben ist. Im folgenden werden einige Beispiele für die schaltungsmäßige Realisierung der Stufen gegeben, die gegenüber der üblichen Schaltungstechnik des Schwarz-Weiß-Fernsehens Besonderheiten bieten.

So liegt die Aufgabe der Austaststufe darin, in den abgehenden Farbwertsignalen für ein eindeutiges Klemmpotential in den Austastlücken zu sorgen, um in nachgeschalteten Geräten die bisher üblichen

Schwarzsteuerungen durch Tastung auf die hintere Schwarzschalter weiterverwenden zu können. Eine Austastschaltung der üblichen Art, die nach Addition des Tastimpulses in Höhe des Schwarzpegels mit Hilfe einer Diode abschneidet, versagt hier, weil im Farbfernsehignal Komponenten enthalten sein können, die in den Synchronbereich hineinragen. (Die negativen Halbwellen der Trägerschwingungen für gesättigtes Blau oder Rot liegen beispielsweise bei über 50% des Synchronpegels.) Um trotzdem zu einem definierten Bezugspotential für die Klemmschaltungen zu kommen, wird das ausgetastete Signal zunächst etwa in Höhe des Synchronpegels abgeschnitten. Durch einen Zusatzimpuls wird dann die Restlücke bis zum Schwarzpegel aufgefüllt (Bild 2). Bei unzureichender Koinzidenz von Austast- und Zusatzimpuls entstehen dabei an den Rändern der Austastlücken Signalspitzen, die aber bei der weiteren Verarbeitung des Signals nicht stören und gegebenenfalls auch durch Versteilung der Impulsflanken und eine anschließende Bandbegrenzung im Signalkanal beliebig verkleinert werden können. Eine weitere Schwierigkeit der Austaststufe liegt in der Notwendigkeit, eine Schwarzsteuerung vorzusehen, um den Abschneidepegel unabhängig vom Signalmittelwert etwa 5 bis 8% unterhalb des Pegelwertes für Bildschwarz festzuhalten zu können. Am zweckmäßigsten wird dazu eine getastete Klemmung auf die rückwärtige Schwarzschalter vorgenommen. Hierbei muß berücksichtigt werden, daß etwa 2,7 μs der insgesamt 5,8 μs dauernden Schwarzschalter durch den Farb-

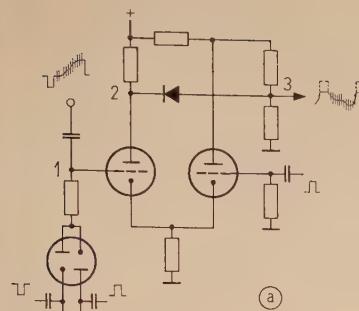


Bild 2.

(a) Prinzipschaltung einer Austaststufe für Farbbildsignale.  
 (b) Funktion der Austaststufe;  
 1: FBAS-Signal,  
 2: Austastung der Horizontal-  
 lücke,  
 3: Abschneiden und Auffüllen  
 der Lücke.

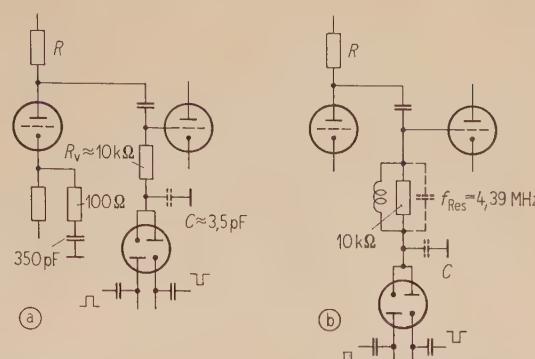
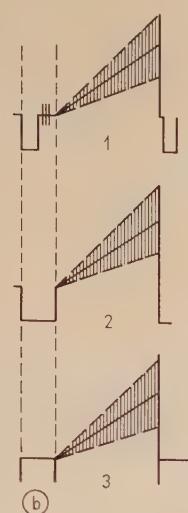


Bild 3. Entkopplung von Tast- und Signalkreis für die Farbträgerfrequenz in Klemmschaltungen;

(a) Entkopplung durch ohmschen Widerstand, Kor-  
 rekturzeitkonstante an Vorröhrenkathode  
 $(T_{\text{korr}} = R_v C)$ ,  
 (b) Entkopplung durch Sperrkreis.

impuls<sup>1</sup> eingenommen wird. Man kann nun die Tastung im unbenutzten Teil der Schwarzsulter arbeiten lassen. Schaltungsmäßig einfacher ist es jedoch, den Tastimpuls unmittelbar von der Rückflanke des Synchronimpulses abzuleiten, so daß die Schwarzsteuerung während der Dauer des Farbimpulses erfolgt. Es muß dabei aber Vorsorge getroffen werden, daß zwischen Tastimpuls und Farbimpuls keine gegenseitige Beeinflussung auftreten kann. Die Vorteile dieser Lösung liegen darin, daß einerseits keine Verzögerungsschaltung bei der Impulsformung erforderlich ist und daß weiter für die Schwarzsteuerung und die an anderer Stelle erforderliche Ausklammerung des Farbsynchronimpulses aus dem Gesamtfarbsignal der gleiche Tastimpuls verwendet werden kann. Die Entkopplung zwischen Tast- und Signalkreis, die gegenseitige Störungen des Farbsynchron- und Tastimpulses zu verhindern hat, ist auf verschiedene Weise zu erreichen. Die einfachste Lösung ergibt sich, wenn nach Bild 3a ein Widerstand  $R_v$  von etwa 10 kΩ vor die Schaltdiode gelegt wird. Auf diese Weise wird verhindert, daß der Arbeitswiderstand der Vorröhre während der Tastzeit über die Diodenstrecken kurzgeschlossen und dadurch die Verstärkung des Farbimpulses beeinflußt wird. Die während der Sperrzeit der Dioden wirksame Reihenschaltung aus dem Vorwiderstand  $R_v$  und der Schaltungskapazität  $C$  beeinflußt allerdings etwas den Amplitudenfrequenzgang, der bei etwa 3 MHz um einige Prozent eingesattelt erscheint. Eine Korrektur ist jedoch leicht möglich durch ein kompensierendes  $RC$ -Netzwerk, beispielsweise an der Kathode der Vorröhre. Ein Vorteil dieser Schaltung ist ihre relativ hohe Verstärkung, da durch Ausklammerung der Diodenkapazität aus dem Signalkreis ein größerer Wert für den Arbeitswiderstand

gewählt werden kann. Die Verriegelung des Tastkreises gegen den Farbimpuls mit Hilfe eines auf Trägerfrequenz abgestimmten Sperrkreises (Bild 3b) findet man zuweilen in amerikanischen Schaltungen [5]. Es hat sich jedoch gezeigt, daß bei diesem Aufbau wegen der unvermeidbaren Schalt- und Diodenkapazität  $C$  starke Verzerrungen des Frequenzganges eintreten, deren Ursache die Diagramme in Bild 4 verdeutlichen sollen.

Bei gesperrten Dioden stellt die Anordnung eine Reihenschaltung aus einem Parallelschwingkreis und einer Kapazität dar, deren Impedanz mit

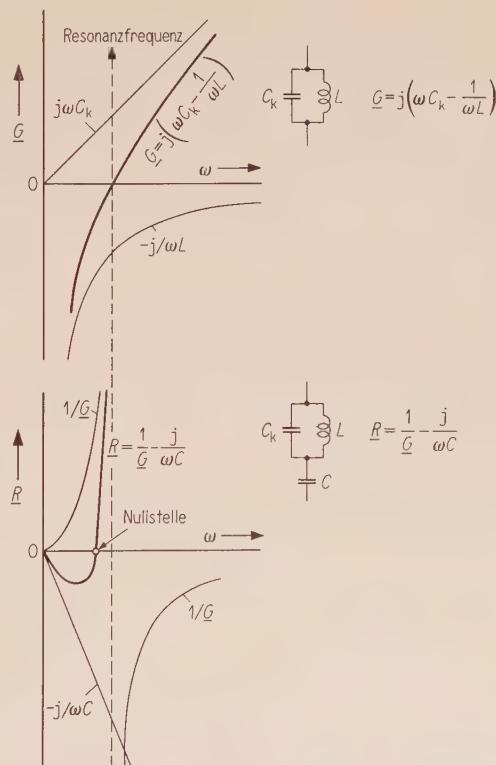


Bild 4. Frequenzabhängigkeit des Blindwiderstandes einer Entkopplungsschaltung nach Bild 3b.

<sup>1</sup> Da ein offizieller Standard für das Farbfernsehsignal noch nicht festgelegt ist, wird ein vorläufiges Synchronisierungsschema mit 12 Perioden des Farbträgers als Farbimpuls verwendet. Die Dauer dieses Farbimpulses beträgt 2,7 µs bei einer Verzögerung von ca. 0,5 µs gegenüber der rückwärtigen Flanke des Synchronimpulses.

$$\underline{R} = \frac{1}{G} - \frac{j}{\omega C} \quad (1)$$

anzugeben ist, wobei  $G$  der Leitwert des Sperrkreises ist. Aus der Darstellung geht hervor, daß die Funktion für  $\underline{R}$  zwischen Null und der Resonanzfrequenz, d. h. innerhalb des Übertragungsbandes, einen Nulldurchgang zeigt, welcher einen Einbruch im Amplitudenfrequenzgang zur Folge hat. In Bild 5 sind die Oszillogramme des Frequenzganges der beiden Entkopplungsschaltungen zusammengestellt.

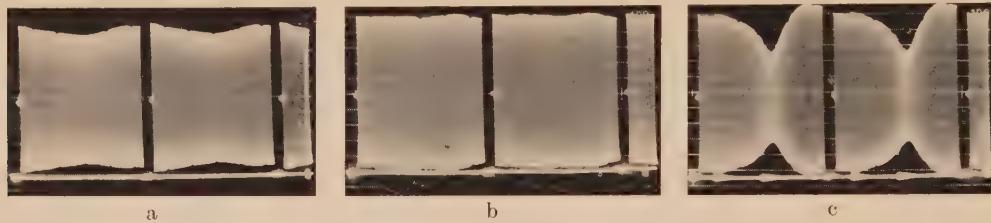


Bild 5. Frequenzgänge der Entkopplungsschaltungen;  
(a) nach Bild 3a ohne Korrekturschaltung, (b) nach Bild 3a mit Korrekturschaltung, (c) nach Bild 3b.

Weitere spezielle Probleme eines NTSC-Demodulators liegen in der Aufbereitung und Umformung des Farbartsignals, das nach Auskopplung aus dem Helligkeitskanal über einen Trägerverstärker den Demodulator-Eingängen für die  $J$ - bzw.  $Q$ -Komponente zugeführt wird. Das Farbartsignal hat die analytische Form

$$U = A_J \sin \omega t + A_Q \cos \omega t = A_F \sin(\omega t + \varphi) \quad (2)$$

mit

$U$  Momentanwert des Farbträgers,

$A_F$  Amplitude des Farbträgers,

$\omega$  Kreisfrequenz des Farbträgers,

$A_J = A_F \cos \varphi$  Momentanwert des videofrequenten Farbsignals  $J$ ,

$A_Q = A_F \sin \varphi$  Momentanwert des videofrequenten Farbsignals  $Q$ ,

wobei die Beziehungen

$$A_F = \sqrt{A_J^2 + A_Q^2} \quad \text{und} \quad \varphi = \arctan(A_J/A_Q)$$

gelten.

Durch multiplikative Mischung dieses Signals mit einer Trägerspannung

$$U_{T1} = A_T \sin \omega t$$

erhält man

$$\begin{aligned} U_{D1} &= A_F \sin(\omega t + \varphi) A_T \sin \omega t = \\ &= \frac{A_T}{2} A_F [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] = \\ &= \frac{A_F}{2} [A_J - A_F \cos(2\omega t + \varphi)]. \end{aligned} \quad (3)$$

Das Mischprodukt enthält außer dem gewünschten videofrequenten  $J$ -Signal lediglich eine Komponente von doppelter Trägerfrequenz, die durch einen Tiefpaß unterdrückt werden kann.

Analog erhält man durch multiplikative Mischung einer um  $90^\circ$  in der Phase gedrehten Spannung

$$U_{T2} = A_T \cos \omega t$$

einen Ausdruck, in dem als videofrequente Komponente nur das  $Q$ -Signal enthalten ist:

$$\begin{aligned} U_{D2} &= A_F \sin(\omega t + \varphi) A_T \cos \omega t = \\ &= \frac{A_T}{2} A_F [\sin \varphi + \sin(2\omega t + \varphi)] = \\ &= \frac{A_T}{2} [A_Q + A_F \sin(2\omega t + \varphi)]. \end{aligned} \quad (4)$$

Zur Rückgewinnung der videofrequenten Farbdifferenzsignale sind also zwei Mischordnungen erforderlich, in denen das trägerfrequente Signal mit zwei in der Phasenlage um  $90^\circ$  gegeneinander gedrehten Farbträgerkomponenten überlagert wird. Sie gleichen im Prinzip den Modulationsstufen in der Codierung. Jedoch kann im Gegensatz zum Modulator hier auf die Anwendung von Gegentaktschaltungen zur Unterdrückung der Eingangssignale verzichtet werden, da der Frequenzabstand zwischen der oberen Grenzfrequenz des demodulierten Signals und der unteren Grenzfrequenz des geträgeren Signals mit mindestens 1 MHz groß genug ist, um durch Tiefpaßfilterung eine hinreichend gute Trennung der Komponenten zu ermöglichen (Bild 6).

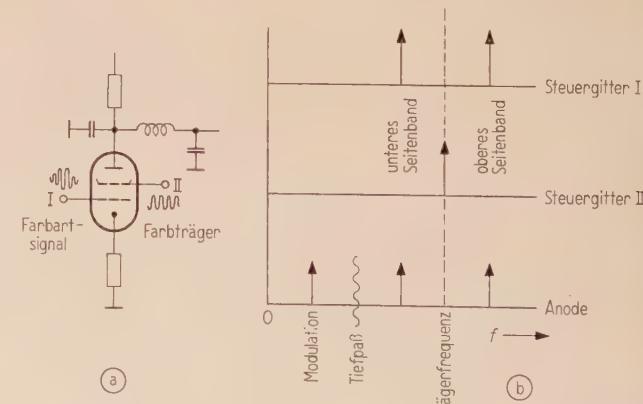


Bild 6. Synchron demodulator mit Mischröhre;  
(a) Schaltung, (b) Frequenzspektren.

Für hochwertige Empfänger empfiehlt es sich jedoch, durch Verwendung von Doppel-Gegentaktschaltungen die Primärfrequenzen am Demodulatorausgang zu unterdrücken (Bild 7). Dadurch ist es möglich, daß Tiefpaßfilter besonders des  $J$ -Kanals

nur nach dem Gesichtspunkt eines optimalen Kompromisses zwischen den systembedingten Forderungen geringen Übersprechens zwischen Helligkeits- und Farbkanal einerseits und günstigen Einschwingverhaltens andererseits auszulegen, ohne die zusätzliche Bedingung einer hohen Dämpfung gegenüber den trägerfrequenten Signalen beachten zu müssen.

Eine weitere Doppel-Gegentaktschaltung, die nach dem Ringmodulatorprinzip arbeitet, zeigt Bild 8. Der Vorteil dieser Anordnung liegt vor allem in der guten Linearität der Aussteuerungskennlinie, die bei ausreichender Amplitude des Überlagerungsträgers praktisch nur durch die Linearitätseigenschaften der Verstärkerröhre Rö II bestimmt wird. Im Gegensatz dazu sind Röhrenschaltungen mit den üblichen im deutschen Röhrenprogramm enthaltenen Mischröhren nicht ohne weiteres auf das für Meßgeräte zufordernde Linearitätsmaß von  $m = 0,98$  zu bringen. Diese guten Linearitätseigenschaften der Schaltung empfehlen ihre Verwendung besonders für Meßdemodulatoren. Weitere Vorteile liegen in der Unabhängigkeit von Amplitudenänderungen des Überlagerungsträgers sowie in der Unempfindlichkeit gegen einstreuende Störspannungen, die einen raumsparenden Aufbau ohne besondere Abschirmmaßnahmen erlaubt.

Über die angeführten Beispiele hinaus gibt es eine Vielzahl von weiteren Schaltungsmöglichkeiten für Synchron demodulatoren, von denen jedoch die meisten für den Aufbau eines Meßmodulators ungeeignet sind. Der Vollständigkeit halber soll aber noch eine Schaltung erwähnt werden, die heute fast ausschließlich in Heimempfängern verwendet wird. Sie arbeitet nach dem Prinzip einer gesteuerten Gleichrichterstrecke (Bild 9). Die Wirkungsweise wird am leichtesten verständlich bei der Vorstellung, daß die Röhre während jeder Periode der

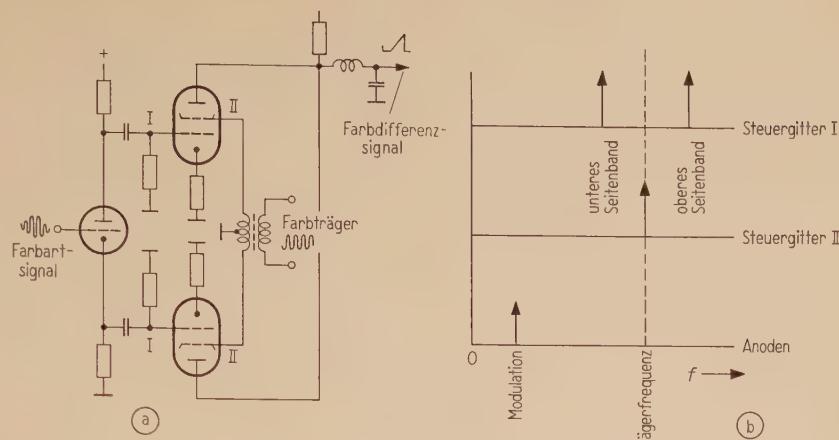


Bild 7. Doppel-Gegentakt-Synchron demodulator;  
(a) Schaltung, (b) Frequenzspektren.

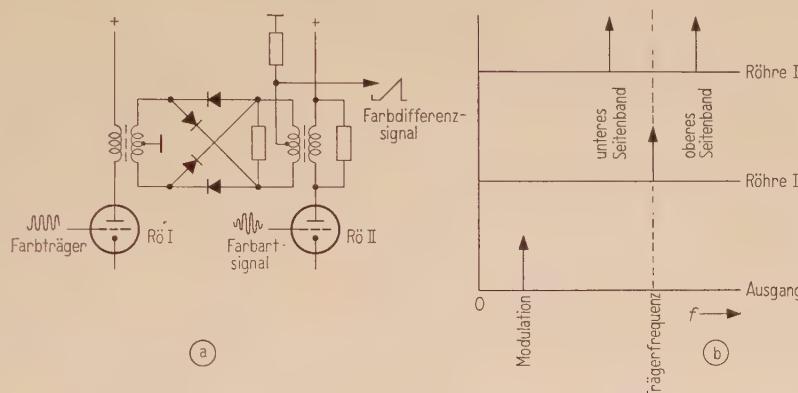


Bild 8. Synchron demodulator in Dioden-Ringschaltung;  
(a) Schaltung, (b) Frequenzspektren.

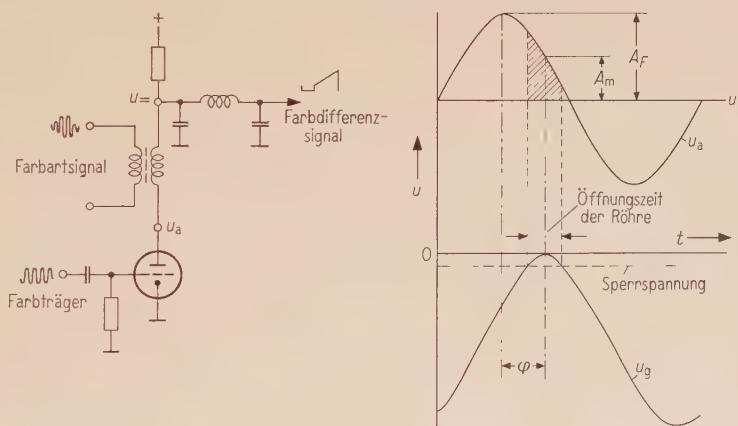


Bild 9. Synchron demodulator mit gesteuerte Gleichrichtung;  
(a) Schaltung mit Triode, (b) Wirkungsweise.

am Steuergitter liegenden Trägerspannung nur kurzzeitig durch die positive Spannungsspitze geöffnet wird. Der Anodengleichspannung ist das auf etwa  $25 \text{ V}_{ss}$  verstärkte Farbartsignal überlagert. Wählt man den Arbeitspunkt der Röhre so, daß ihr Innenwiderstand im Bereich der Anodenspannungsänderungen konstant bleibt, so ist der Anodenstrom proportional der während der Öffnungszeit anlie-

genden Anodenspannung, die bei einer Phasenverschiebung  $\varphi$  zwischen Schaltspannung und Trägersignal einen mittleren Wert von  $A_m = A_F \cos \varphi = A_J$  hat.

Nach Absiebung der Trägerkomponenten kann am Arbeitswiderstand der Triode also unmittelbar das videofrequente Farbdifferenzsignal abgegriffen werden. Diese Schaltung hat neben ihrem geringen Aufwand den Vorteil, eine zur unmittelbaren Steuerung der Farbbildröhre ausreichende Spannung zu liefern, so daß auf die Zwischenschaltung von Verstärkerstufen verzichtet werden kann. Da bei galvanischer Ankopplung die Gleichstromkomponente mitübertragen wird, können auch die Schwarzsteuerungen der Bildröhre entfallen. Wie die Ringschaltung ist sie gegen Amplitudenschwankungen der Schaltspannung unempfindlich. Sie hat jedoch den Nachteil, daß im Ausgangskreis starke, für einen Meßdemodulator störende trägerfrequente Signalkomponenten auftreten.

## 2. Bandbreiten und Farbkanäle

Die Zweiphasenmodulation zur Übertragung zweier voneinander unabhängiger Informationen setzt voraus, daß beide Seitenbänder der Modulationen übertragen werden (Bild 10). Die resultieren-

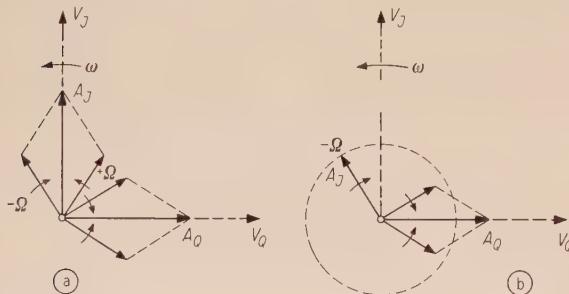


Bild 10. Vektordiagramme der Zweiphasenmodulation mit Trägerunterdrückung;  
(a) beide Modulationen in Zweiseitenband-Übertragung,  
(b) eine Modulation in Einseitenband-Übertragung.

den Vektoren beider Informationen ( $A_J$  bzw.  $A_Q$ ) liegen dann in der gleichen Richtung wie die zugehörigen Träger, die gegenseitig einen rechten Winkel einschließen. Die Demodulation läßt sich auffassen als Projektion dieser Resultierenden auf ein vorgegebenes Vektorpaar  $V_J$  und  $V_Q$ , das wiederum senkrecht aufeinander steht. Für den Fall, daß eine Resultierende und der zugehörige Projektionsvektor (Überlagerungsträger) zusammenfallen, verschwindet die Komponente der Projektion auf den anderen Vektor; es ist das also die Bedingung dafür, daß kein Übersprechen zwischen beiden Informationen auftritt.

Wird nun ein Seitenband der Information unterdrückt, so bleibt als Resultierende das restliche Seitenband übrig, das mit Modulationsfrequenz gegenüber den Projektionsvektoren rotiert. Eine Vorzugsrichtung für einen der beiden Vektoren besteht nicht mehr, und es wird daher in beiden De-

modulatoren ein gleich großes videofrequentes Signal mit der Amplitude  $A_s$  erzeugt, mit anderen Worten: Der Informationsinhalt des einen Kanals spricht in voller Höhe auf den anderen Kanal über.

Das NTSC-Verfahren in seiner ursprünglichen Version vermeidet dieses Übersprechen dadurch, daß es eine Zweiphasenmodulation des Farbträgers nur bis zu Frequenzen von etwa 0,5 MHz vorsieht. Nur in diesem Bereich, in dem also sowohl die  $J$ - als auch die  $Q$ -Komponente aufmoduliert werden, muß die Übertragung beider Seitenbänder gewährleistet sein (Bild 11). Bei höheren Modulationsfre-

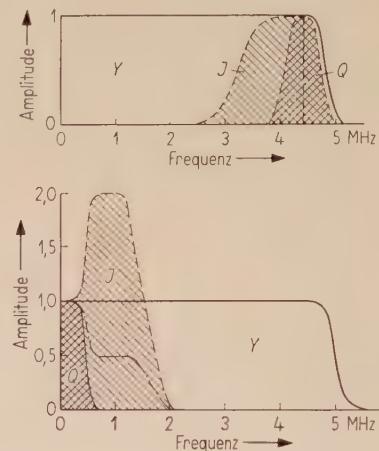


Bild 11. (a) Übertragungsbandbreiten im Modulator.  
(b) Übertragungsbandbreiten im Demodulator.

quenzen genügt es, nur die  $J$ -Komponente allein zu übertragen, weil das Auge feinere Details von Farben im  $Q$ -Bereich nicht mehr auflöst. Im  $Q$ -Kanal sorgt auf der Empfangsseite dann ein Tiefpass von etwa 0,5 MHz Grenzfrequenz dafür, daß höhere Frequenzen, also auch übersprechende Komponenten aus dem mit 1,5 MHz Bandbreite übertragenen  $J$ -Kanal, abgesiebt werden.

Da die  $J$ -Komponente oberhalb von 0,5 MHz nur mit einem Seitenband übertragen werden kann, fällt die Spannung am Demodulator für diese Frequenzen auf die Hälfte des Wertes bei tiefen Frequenzen ab. Der ursprüngliche Verlauf des Amplitudenzgangs muß daher durch ein sogenanntes „Treppenfilter“ wiederhergestellt werden, dessen Dämpfung im Bereich der Frequenzen unterhalb 0,5 MHz doppelt so groß ist wie im Bereich von 0,5 bis 1,5 MHz. Frequenzen über 1,5 MHz werden gesperrt, um Störkomponenten, die als Mischprodukte des Farbträgers aus dem Helligkeitskanal übersprechen, möglichst gering zu halten. Ein derartiges Korrekturfilter muß natürlich nicht unbedingt auf der Empfangsseite angeordnet werden, sondern kann u. a. auch zur Vorentzerrung des Übertragungssignals senderseitig eingebaut sein. Dabei muß dann allerdings in Kauf genommen werden, daß die Bildgütesowohl im Farbbild als auch im kompatiblen Schwarzweißbild durch die stärkere Ausbildung des Trägerasters an den Farbübergängen beeinträchtigt wird. Da eine Filterung im  $J$ -Kanal auf der

Empfangsseite zudem ohnehin wegen des Übersprechens aus dem *Y*-Kanal erforderlich ist, dürfte die Sendervorentzerrung in dieser Form keine wesentlichen Vorteile bringen [2].

Die schmalere Bandbreite des *Q*-Kanals erfordert eine zusätzliche Signalverzögerung im *J*-Kanal, damit die Koinzidenz der drei Signalanteile im *Y*-, *J*- und *Q*-Kanal erhalten bleibt. Es genügt dazu ein Laufzeitkabel (Typ H 2500), das zwischen Demodulator und Filterstufe eingeschaltet wird.

Die Erfahrungen des Empfängerbaues in den USA haben gezeigt, daß die Schaltungstechnik dieses „klassischen“ NTSC-Empfängers sich ohne wesentliche Einbuße an Übertragungsqualität erheblich vereinfachen und damit verbilligen läßt, wenn man an Stelle dieses mit ungleichen Bandbreiten arbeitenden Prinzips auf ein solches mit gleichen Bandbreiten im *J*- und *Q*-Kanal übergeht (Äquibandsystem).

Bei einer Bandbreite von beispielsweise 1 MHz für beide Farbinformationen können Frequenzen über 0,5 MHz zwar nicht mehr ohne gegenseitiges Übersprechen übertragen werden, jedoch ist der dadurch entstehende Fehler bei normalen Bildinhalten kaum bemerkbar. Nur in Bildern mit plötzlichen und starken Farbübergängen, wie sie beispielsweise im elektrischen Farbbalkentest auftreten, werden Störungen in Form von Farbsäumen erkennbar. Der Vorteil einer Äquibanddimensionierung liegt aber darin, daß — abgesehen von je einem Saugkreis für die Farbträgerfrequenz — keinerlei Filter oder Laufzeitausgleich im *J*- und *Q*-Kanal mehr erforderlich sind. Darüber hinaus können weitere Einsparungen durch Vereinfachungen in der Matrizierung und der Schwarzsteuerung erreicht werden, über die an späterer Stelle noch zu berichten sein wird. Im Ganzen sind die Vorteile bei der Anwendung des Äquibandsystems, die sich in einem wesentlich ver-

einfachten und daher kostensparenden Empfänger- aufbau äußern, so überwiegend, daß demgegenüber der Nachteil einer geringen und nur in Testbildern bemerkbaren Einbuße in der Qualität der Farbübertragung vernachlässigbar erscheint.

Die verschiedenen Möglichkeiten der Bandbreiten-Dimensionierung zwingen dazu, für einen universell zu verwendenden Meßdemodulator auswechselbare Filtersätze und Laufzeitkabel vorzusehen. Die Tiefpässe sind als Vierpolfilter des Dietzold-Typs ausgebildet (siehe [1]). Ausgenommen ist lediglich das Filter im *J*-Kanal für das *J/Q*-System, das von 0,5 MHz an eine Anhebung des Amplitudenfrequenzganges bis zum doppelten Wert der Verstärkung bei niedrigen Frequenzen aufweist. Es enthält eine Quer- und eine Längsinduktivität, deren Abgleich so erfolgt, daß die gesamte Übertragungscharakteristik zwischen Modulatoreingang und Demodulatorausgang einer Kettenschaltung aus zwei Dietzold-Filtern von je 1,5 MHz Bandbreite entspricht (Bild 12).

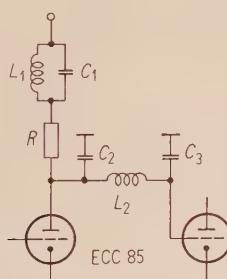
### 3. Die Matrizierung

Die Umwandlung des Signaltripels *Y*, *J* und *Q* in die zur Bildröhrensteuerung verwendeten Farbwertsignale *R*, *G* und *B* erfolgt nach den Transformationsgleichungen

$$\begin{aligned} R &= 1Y + 0,95J + 0,62Q, \\ G &= 1Y - 0,27J - 0,65Q, \\ B &= 1Y - 1,10J + 1,70Q. \end{aligned} \quad (5)$$

Beim Abwägen der verschiedenen Möglichkeiten schaltungstechnischer Realisierung stehen wieder Fragen des Schaltungsaufwandes und der Langzeit-Stabilität im Vordergrund. Die günstigste Dimensionierung ergibt sich — wie an anderer Stelle [1] gezeigt wurde —, wenn für jedes der drei Primärsignale ein Röhrensystem vorgesehen wird, an dem der zur Einspeisung in die Widerstandsmatrix erforderliche Signalanteil positiv (an der Kathode) oder negativ (an der Anode) abgegriffen werden kann. Das Übersprechen zwischen den Matrizen wird hinreichend klein gehalten, wenn Signalanteile die mit gleicher Polarität in mehr als einer Matrix verwendet werden — beispielsweise die negative *J*-Komponente oder die positive *Q*-Komponente —, nur an Röhrenkathoden entnommen werden. Der niedrige Innenwiderstand der Kathodenstufe sorgt dann für eine ausreichende Dämpfung von Spannungen, die aus der Matrix zurückwirken. Ein Beispiel für eine in dieser Weise aufgebaute Widerstandsmatrix zeigt Bild 13.

Wesentlich einfacher wird die Matrizierung bei einem Äquibandsystem, wenn man die beiden Projektionsvektoren für die Synchrondemodulation nicht in Richtung der *J*- bzw. *Q*-Achse legt, sondern die Phasenlage des Überlagerungsträgers so wählt, daß unmittelbar die Farbdifferenzsignale *R* — *Y* bzw. *B* — *Y* gewonnen werden. Diese vor allem für Heimempfänger angewendete Methode zeigt sich besonders vorteilhaft in Verbindung mit der früher erwähnten „high-level“-Demodulation, weil sie



Bandbreite	<i>R</i>	<i>L</i> <sub>1</sub>	<i>L</i> <sub>2</sub>	<i>C</i> <sub>1</sub>	<i>C</i> <sub>2</sub>	<i>C</i> <sub>3</sub>
MHz	kΩ	μH	μH	pF	pF	pF
0,5	5	595	2200	27	50	130
1,0	5	268	860	10	10	49
1,5	5	208	625	4	10	28
1,5	5	450	450			
mit Anhebung (Treppenfilter)						

Bild 12. Dimensionierung der Farbkanalfilter.

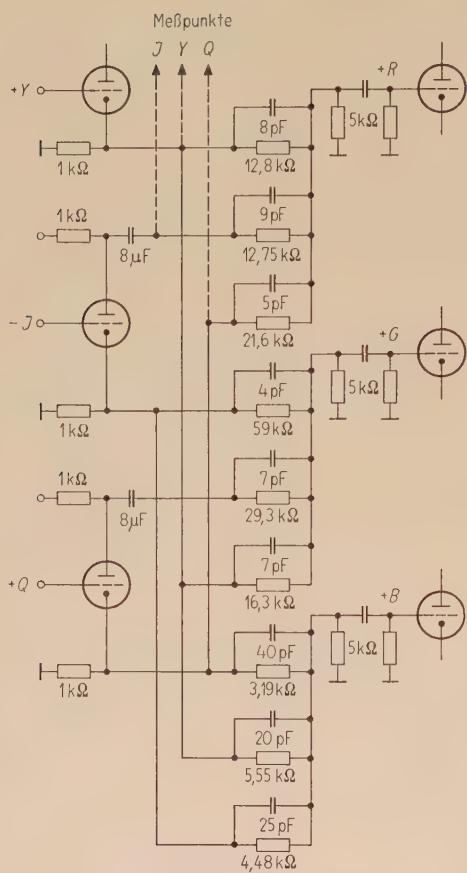
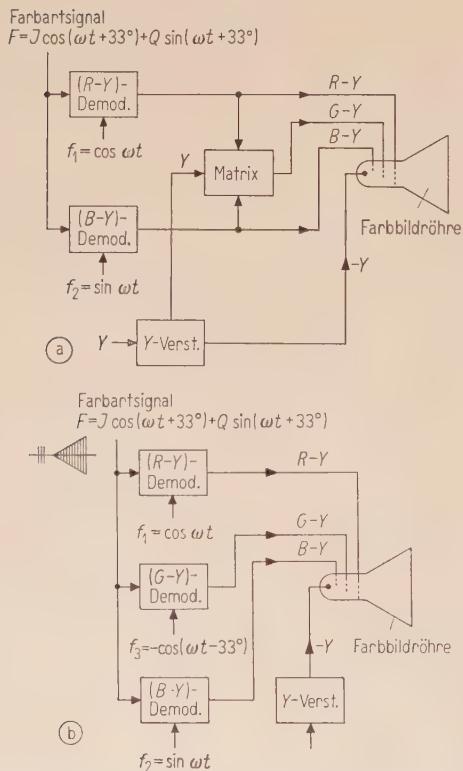


Bild 13. Matrix für Demodulator.

Bild 14. (a) Vereinfachte Matrix bei Äquibandempfänger.  
(b) Äquibandempfänger mit drei Demodulatoren.

Schwarzsteuerungen zur Wiederherstellung der Gleichstromkomponente des Signals überflüssig macht. Die dritte Signalkomponente kann entweder in gleicher Weise mit einem weiteren Demodulator gewonnen werden oder sie wird in einer einfachen Additionsschaltung aus dem Leuchtdichtesignal  $Y$  und den beiden anderen Farbdifferenzsignalen abgeleitet. Diese Umformung erfolgt nach der Gleichung

$$-(G - Y) = 2Y + (R - Y) + (B - Y). \quad (6)$$

Die Umwandlung der drei Farbdifferenzsignale in die zur Bildröhrensteuerung erforderlichen Farbwertsignale geschieht in der Röhre selbst, wenn an den drei Kathoden das negative Leuchtdichtesignal  $-Y$  angelegt wird (Bild 14).

#### 4. Automatische Phasenregelung des Farbträgers

Die Synchondemodulation des Farbartsignals erfordert eine präzise Übereinstimmung der Phasenlage zwischen dem Signalträger und der örtlichen Überlagererfrequenz. Durch Phasenvergleich zwischen dem Farbimpuls und der Überlagerungsspannung wird zu Anfang einer Zeile eine Regelspannung abgeleitet, die über eine Reaktanzstufe die Eigenfrequenz des Oszillators so beeinflußt, daß die Phasendifferenz verschwindet. Zur Glättung der zunächst impulsförmigen Regelspannung liegt in der Regelleitung ein Siebglied mit einer Zeitkonstante von etwa 0,02 s. Dieser Wert erweist sich als günstiger Kompromiß zwischen zwei einander entgegengesetzten Forderungen an die Siebung der Regelspannung. Einerseits erfordert der Gesichtspunkt der Phasenstabilität eine möglichst große Zeitkonstante, damit sich der Momentanwert der Regelspannung auch nach Ende des Farbsynchronimpulses während der restlichen Zeilendauer nicht wesentlich ändert und damit die Eigenfrequenz des Oszillators möglichst konstant gehalten wird. Andererseits wird der Bereich, innerhalb dessen die Oszillatorfrequenz noch durch den Farbsynchronimpuls „eingefangen“ werden kann, um so kleiner, je größer diese Zeitkonstante ist. Die Regelspannung ist bei durchlaufendem Oszillator eine Wechselspannung mit der Differenzfrequenz der beiden Vergleichsfrequenzen. Überschreitet die Frequenzabweichung des Oszillators die Grenzfrequenz des als Tiefpaß wirkenden Siebgliedes, so wird die Regelspannung unterdrückt und damit die Steuerung der Oszillatorfrequenz unwirksam. Es ist daher erforderlich, die Frequenzstabilität des Oszillators möglichst hoch zu treiben. Bei der angegebenen Siebzeitkonstante darf die Frequenzabweichung maximal etwa  $\pm 100$  Hz betragen. Dabei kann der Phasenfehler am Ende einer Zeile maximal

$$360^\circ \frac{t_z}{t_{\max}} = \pm 360^\circ \frac{52,5 \cdot 10^{-6}}{10^{-2}} = \pm 1,89^\circ$$

werden ( $t_z$  Zeilendauer vom Ende des Farbimpulses bis Beginn der Zeilenaustastung,  $t_{\max}$  Kehrwert der maximalen Frequenzabweichung des Oszillators). Ein weiteres Siebglied in der Regelleitung in Form eines  $RC$ -Gliedes mit einer Zeitkonstante von etwa

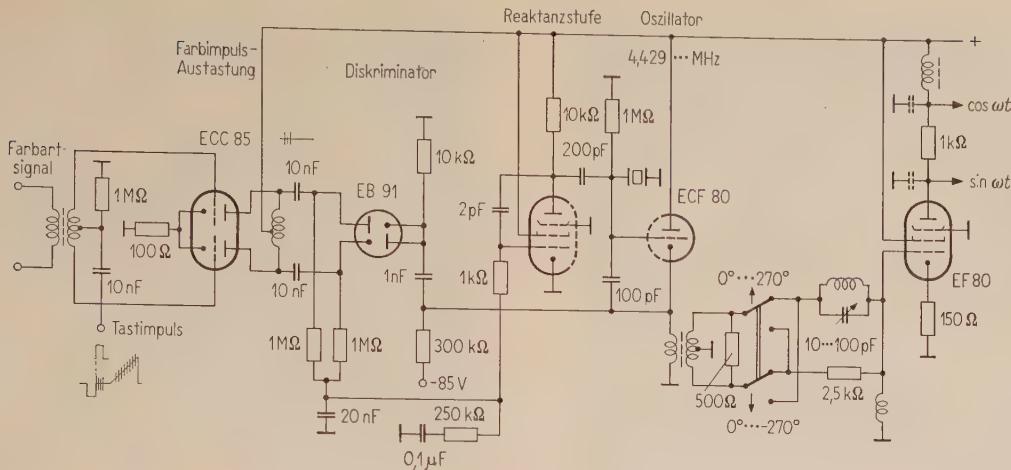


Bild 15. Schaltung zur automatischen Phasenregelung des Farbträgeroszillators mit Quarz.

$2,5 \cdot 10^{-2}$  s ist erforderlich, um Regelschwingungen des Systems zu dämpfen.

Die angegebene Frequenzkonstanz lässt sich mit einem einfachen Quarzoszillator ohne Thermostat noch gut erreichen, wenn durch geeigneten Schnitt des Kristalles dafür gesorgt wird, daß im Bereich der Betriebstemperatur (etwa 35°C) keine wesentlichen Änderungen der Eigenfrequenz durch Temperaturschwankungen eintreten (Temperaturkoeffizient  $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ). Bild 15 zeigt ein Beispiel für die Schaltung einer quatzstabilisierten Phasenregelung.

Der Einsatz eines Schwingquarzes bedeutet jedoch in jedem Fall einen nicht unwesentlichen Kostenfaktor bei der Kalkulation eines Gerätes. Daher ist man zumindest für Heimempfänger bestrebt, Ersatzlösungen ohne diese Quarzstabilisierung zu finden. Bild 16 zeigt hierfür ein Beispiel. Die sich widersprechenden Anforderungen an die Regelzeitkonstante der Phasensteuerung werden durch die Verwendung von zwei Diskriminatoren umgangen. Der eine (Rö 1) mit einer kleineren Zeitkonstante ( $T_1 = 2 \cdot 10^{-2}$  s) des Siebgliedes übernimmt das Einfangen der Frequenz eines LC-Oszillators und der andere (Rö 2) mit einer Zeitkonstante des Siebes von  $T_2 = 6$  s die Phasenregelung des Oszillators, wenn bei Synchronisation eine negative Gleichspannung aus dem ersten Diskriminator die Röhre Rö 3 sperrt. Gleichzeitig damit wird eine Sperrung des Farbträger-Verstärkers aufgehoben, die während des Durchlaufens des Oszillators alle Störsignale aus dem Farbkanal unterdrückt. Diese Sperrung ist vorteilhaft beim Empfang von Schwarzweißsendungen, in denen ja ein Farbsynchron-

impuls fehlt, sie ist jedoch bei einem Farbmeßdemodulator, der speziell nur für den Betrieb mit Farbfernsehsignalen gedacht ist, nicht erforderlich. Dagegen ist es zweckmäßig, einen gegenüber dem normalen Heimempfänger erweiterten Regelbereich für die Phaseneinstellung des Oszillators vorzusehen. Dazu kann eine ähnliche Schaltung wie für die Phaseneinstellung im Modulator verwendet werden, die über einen Bereich von  $0^{\circ}$  bis  $\pm 270^{\circ}$  einstellbar ist.

Spezielle Probleme der Trägerrückgewinnung, die über den Rahmen dieser Arbeit hinausgehen, werden in verschiedenen Veröffentlichungen von D. RICHMAN eingehend behandelt [3], [4].

## 5. Meß- und Kontrolleinrichtungen

Zur Einstellung und Betriebskontrolle eines Farbmeßdemodulators ist die oszillographische Überwachung der ankommenden und abgehenden Signale zweckmäßig.

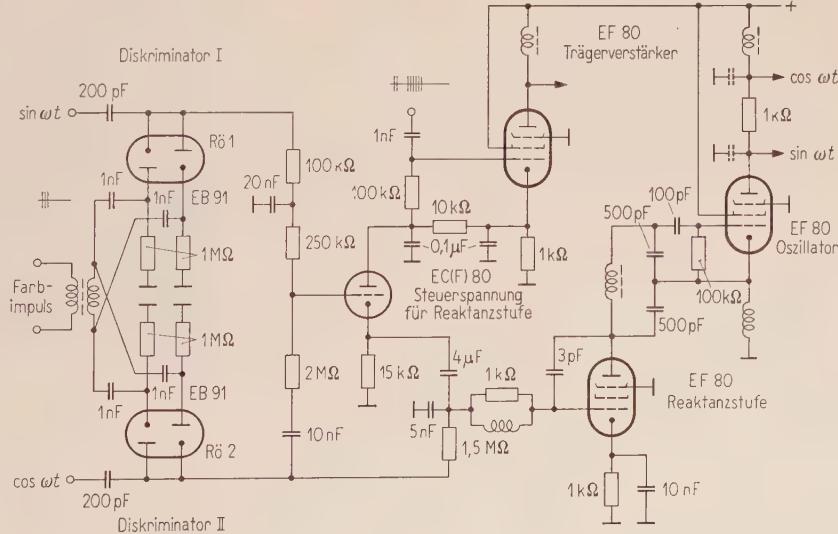


Bild 16. Farbträger-Rückgewinnung mit automatischer Phasenregelung eines LC-Oszillators.

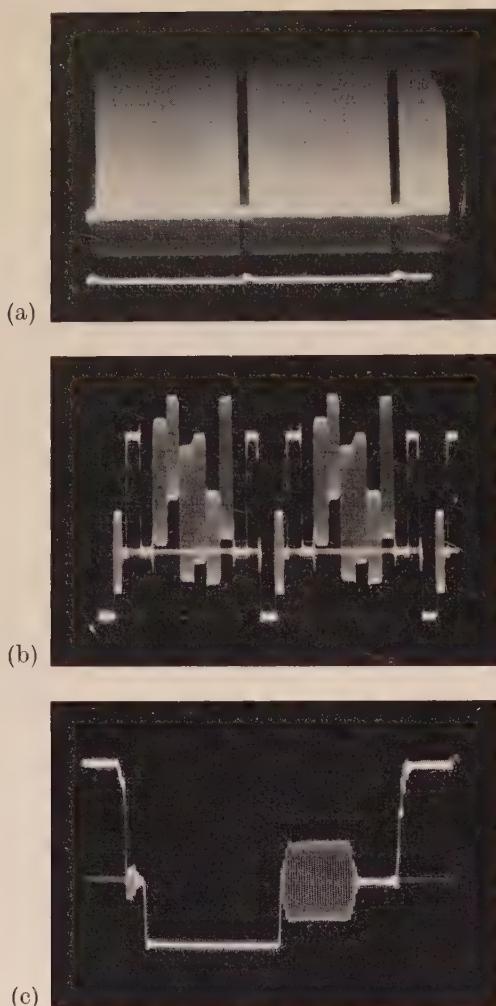


Bild 17. (a) Eingangssignal bei Zeitablenkung über zwei Teilbilder.  
(b) Oszillosgramm des Eingangssignals (Farbbalken), Zeitablenkung über zwei Zeilen.  
(c) Eingangssignal bei Zeitdehnung (Horizontal-synchronisierung).

Die Meßaufgabe der Kontrollapparatur soll im einzelnen folgende Punkte umfassen:

1. Pegelmessung des Eingangssignals, wobei wahlweise zwei Teilbilder (Bild 17a), zwei Zeilen (Bild 17b) oder nur die Horizontalauastastlücke (zur Beurteilung des Farbsynchronimpulses) (Bild 17c) zu schreiben sind.
2. Pegelmessung der drei vom Demodulator gelieferten Farbwertsignale  $R$ ,  $G$ ,  $B$ , die mit Hilfe eines Elektronenschalters gemeinsam in einem Oszilloskop aufzuzeichnen sind (Bild 18). Dabei werden jeweils zwei Zeilen überschrieben.
3. Pegelmessung der drei Übertragungssignale  $Y$ ,  $J$  und  $Q$  in der gleichen Weise wie unter 2 (Bild 19).
4. Messung des Farbartsignals nach Größe und Richtung (Vektormessung). Dazu werden das  $J$ -Signal dem Vertikalverstärker und das  $Q$ -Signal dem Horizontalverstärker des Oszilloskopographen zugeführt (Bild 20).

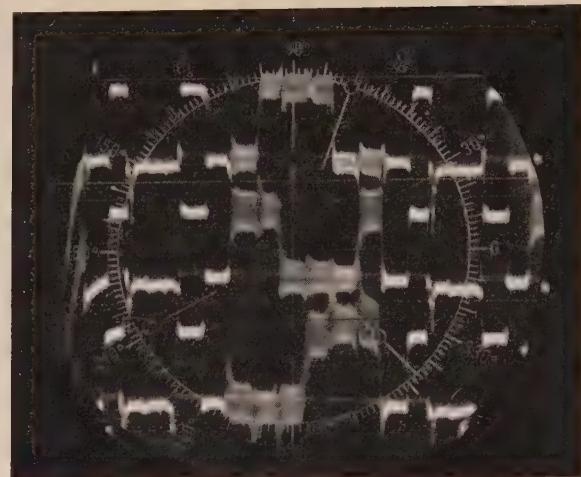


Bild 18. Pegelmessung des Signaltripels  $RGB$  (Farbbalken).

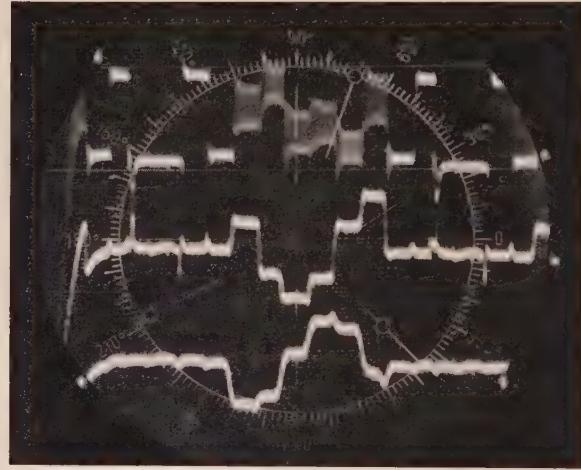


Bild 19. Pegelmessung des Signaltripels  $YJQ$  (Farbbalken).



Bild 20. Vektormessung des Farbartsignals (Farbbalken).

Bei der Dimensionierung der Verstärkerbandbreiten ist zu beachten, daß die größte Anforderung an den Vertikalverstärker offenbar bei den Pegelmessungen 1 bis 3 gestellt werden, wobei alle Signalkomponenten bis 5 MHz überschwingfrei übertragen werden müssen. Das erfordert einen ebenen Fre-

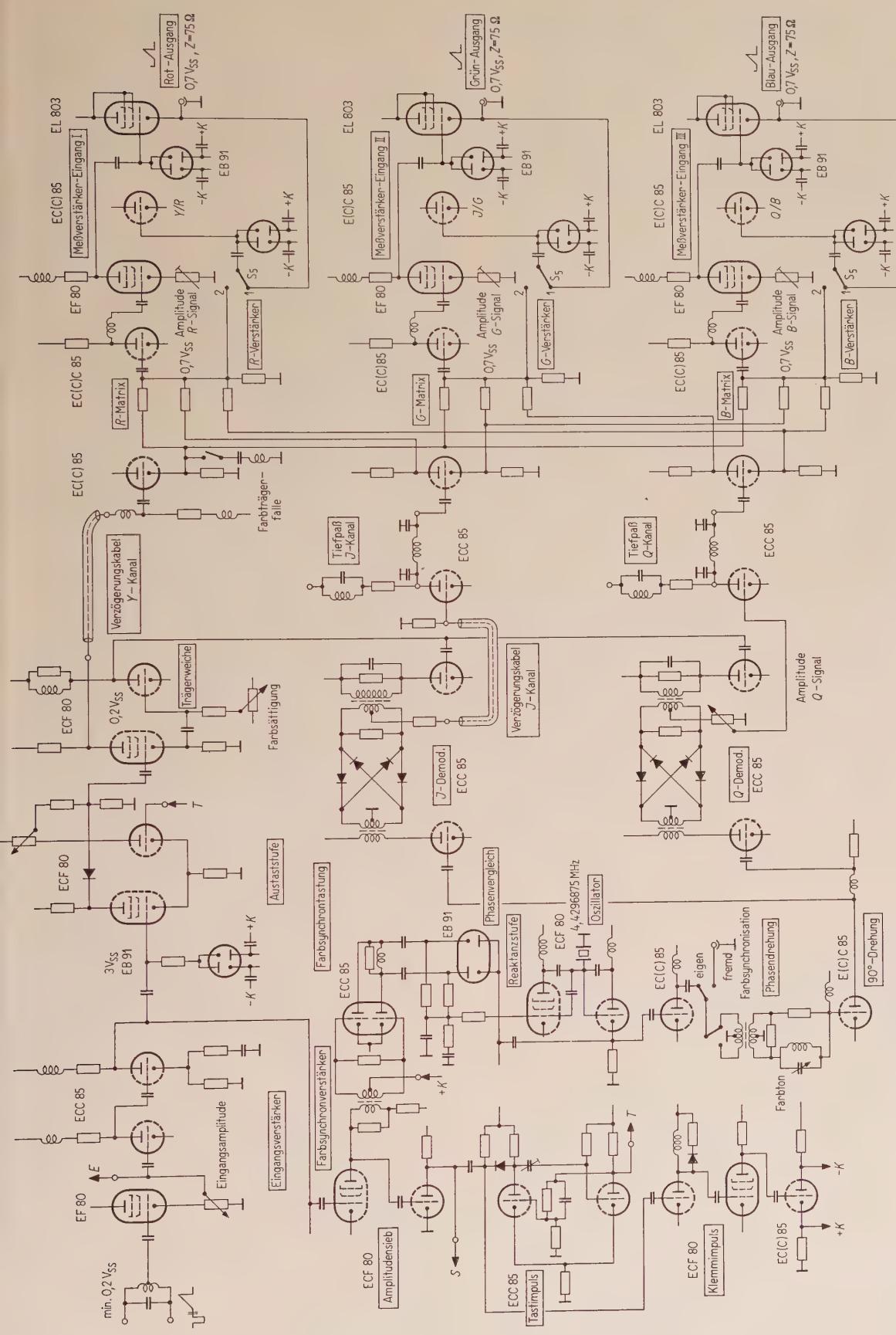


Bild 21. Vereinfachtes Schaltbild eines Meßdemodulators für Farbfernsehsignale nach dem NTSC-Verfahren. (Die Pegelangaben sind bezogen auf Einspeisung mit einem normierten FBAS-Signal; 30% Synchrongeck, 70% Bildpegel, Farbsynchronpegel von 15 bis 45%.)

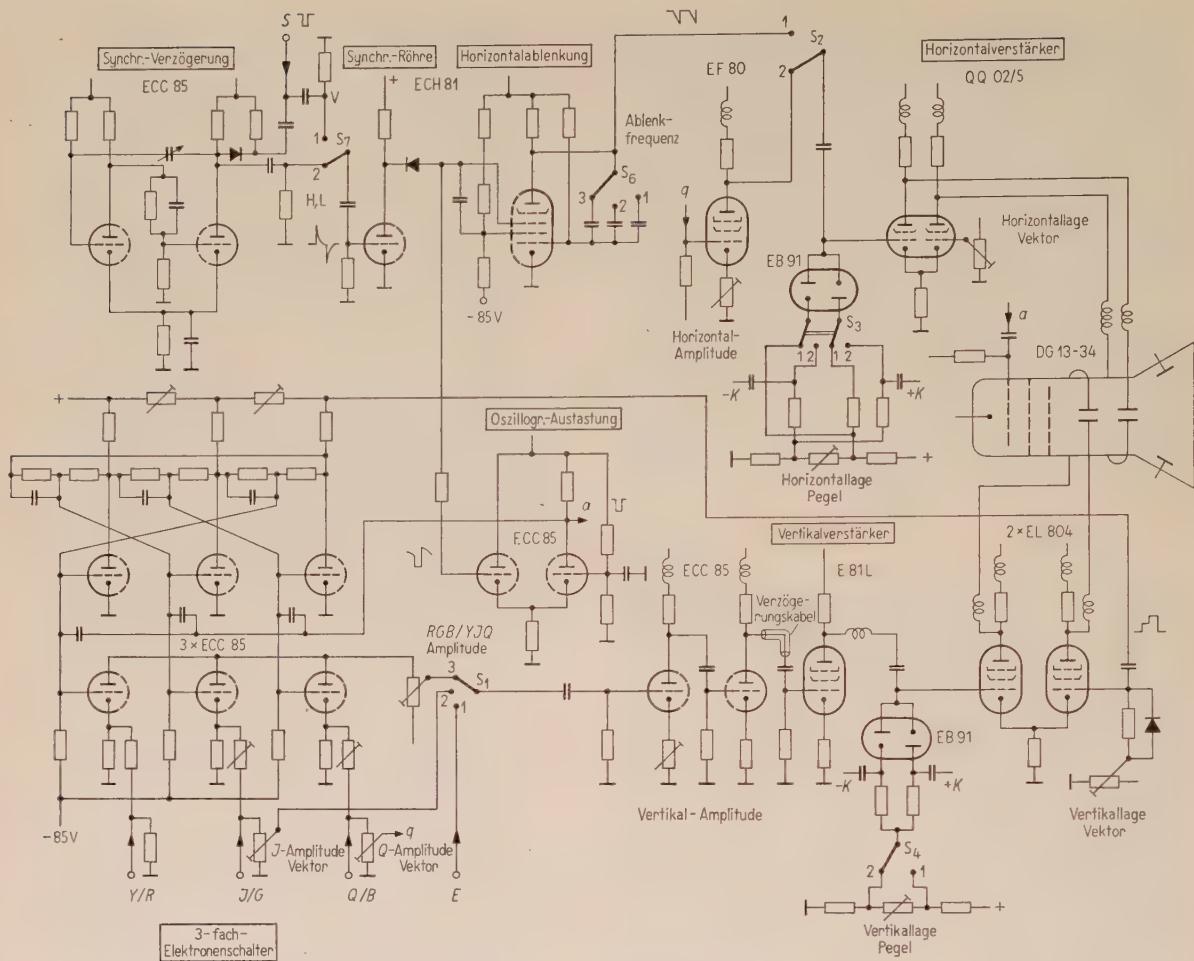


Bild 22. Vereinfachtes Schaltbild des Meß- und Kontrollgerätes für den NTSC-Farbdemodulator.

## Schaltplan „Meßart“

Schalter	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>
Pegelmessung Eingangssignal	1	1	1	1	1
Pegelmessung RGB	3	1	1	1	1
Pegelmessung YIQ	3	1	1	1	2
Vektormessung	2	2	2	2	2

## Schaltplan „Horizontalablenkung“

Schalter	S <sub>6</sub>	S <sub>7</sub>
2 Teilbilder	1	1
2 Zeilen	2	2
Horizontalaustastlücke	3	2

quenzgang des Verstärkers bis 5 MHz mit anschließend langsamem Abfall bis mindestens 8 MHz. Für den Horizontalverstärker tritt die größte Beanspruchung bei Messung 4 auf, bei der das *Q*-Signal mit einer Bandbreite von etwa 0,5 MHz (bzw. 1,0 MHz bei Äquibandbetrieb) noch unverzerrt zu übertragen ist. Gegenüber dem Vertikalverstärker ist also eine um den Faktor 5 geringere Bandbreite zuzulassen. Damit bei der Vektorschreibung die hierdurch bedingten unterschiedlichen Laufzeiten in den Verstärkern ausgeglichen werden, ist im *J*-Kanal eine Laufzeitverzögerung von etwa 0,5  $\mu$ s einzubauen.

Die vertikale Nullage der Oszillogramme wird durch eine Klemmschaltung am Eingang des Endverstärkers festgelegt. Einzelheiten der Gesamtschaltung eines Farbmeßdemodulators mit Meß- und Kontrolleinrichtung zeigen die Bilder 21 und 22, aus denen auch Angaben über die hier nicht be-

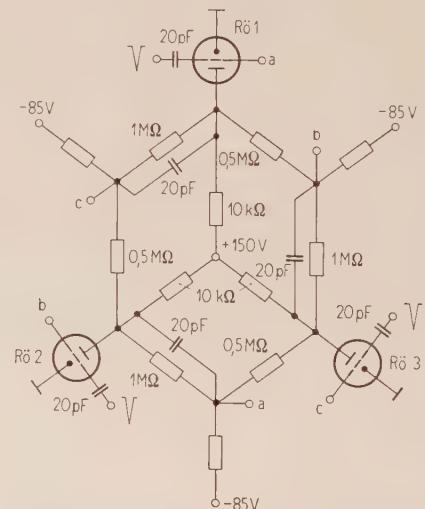


Bild 23. Dreifachelektronenschalter mit zyklischer Vertauschung der Schaltzustände.

handelte Impulsformung im Empfängerteil zu entnehmen sind.

Die Wirkungsweise des verwendeten Dreifach-elektronenschalters geht aus Bild 23 hervor. Bei den drei in einem Ring angeordneten Triodensystemen ist durch zyklische Verkettung der Gitter- und Anodenpotentiale dafür gesorgt, daß jeweils nur ein System geöffnet sein kann, während die beiden anderen sperren. Dabei ist durch die asymmetrische Ausbildung der Spannungsteiler zwischen den Röhrenanoden die Sperrspannung des einen Systems größer als die des anderen. Durch negative Impulse an die Röhrengitter wird an der Anode der geöffneten Röhre ein positiver Schaltstoß hervorgerufen, der — unterstützt durch eine kapazitive Überbrückung des Spannungsteilerwiderstandes — die weniger gesperrte Röhre öffnet und in weiterer Folge die bisher geöffnete Röhre verriegelt. Drei weitere Trioden liegen parallel zu den Röhren dieses Steuergitters und wirken als Schalterröhren für die zu übertragenden Signale. Die gegenseitige vertikale Verschiebung der Einzeloszillogramme wird durch Umschaltung des Steuergitterpotentials an der

Gegentakt-Endstufe des Vertikalverstärkers mit Hilfe einer aus den Anodenströmen des Steuersystems abgeleiteten Spannung vorgenommen.

## 6. Schlußbemerkung

Mit der vorliegenden Arbeit sollten einige Schaltungsmöglichkeiten für den Entwurf von Farbfernsehmodulatoren aufgezeigt werden. Dabei ist in der Hauptsache an Geräte gedacht, die als Meß- und Kontrollorgane beispielsweise auf Übertragungsstrecken oder im Studio einzusetzen sind. Meßgeräte dieser Art werden seit längerer Zeit bei der Deutschen Bundespost benutzt und haben sich hier gut bewährt. Darüber hinaus sind jedoch an einzelnen Stellen — so bei der Behandlung der Matrizierung oder der Synchrongenmodulation — auch Techniken erwähnt, die speziell für die Entwicklung preisgünstiger Heimempfänger vorgesehen sind. Damit soll ein Überblick gegeben werden, der es ermöglicht, für eine bestimmte Aufgabe die jeweils günstigste Lösung auszuwählen.

## Schrifttum

- [1] JAESCHKE, F., Ein NTSC-Farbmodulator für die CCIR-Norm. A.E.Ü. **12** [1958], 271—288.
- [2] SCHÖNFELDER, H., Die Restseitenbandentzerrung des Farbsignals beim NTSC-System. A.E.Ü. **14** [1960], 37—46.
- [3] RICHMAN, D., Color-carrier reference phase synchronization accuracy in NTSC color television. Proc. Inst. Radio Engrs. **42** [1954], 106—133.
- [4] RICHMAN, D., The DC Quadricorrelator: A two-mode synchronization system. Proc. Inst. Radio Engrs. **42** [1954], 288—299.
- [5] FISHER, J. F., Alignment of a monochrome TV transmitter for broadcasting NTSC color signals. Proc. Inst. Radio Engrs. **42** [1954], 263—270.
- [6] McILWAIN, K., Principles of color television. J. Wiley & Sons, New York 1956.
- [7] KIVER, M. S., Color television fundamentals. McGraw-Hill Book Co., New York 1955.
- [8] WENTWORTH, J. W., Color television engineering. McGraw-Hill Book Co., New York 1955.

## BUCHBESPRECHUNG

Taschenbuch für die elektronische Meßtechnik; Elektronische Messung nichtelektrischer Größen. (Bearbeitet von der Elektro Spezial GmbH.) Franzis-Verlag, München 1960, 312 Seiten, 237 Bilder, 41 Tabellen, 13 cm × 21 cm, Plastik-Einband, DM 12,80.

Elektronische Meßverfahren haben heute in fast alle Gebiete der Technik Eingang gefunden. Trotzdem kann man immer wieder beobachten, daß der nicht auf elektrischem Gebiet tätige Ingenieur eine gewisse Scheu vor der Elektronik zeigt und umgekehrt der Elektroniker die Aufgabenstellungen anderer Gebiete, z.B. die des Maschinenbaus, meist nicht kennt. Hier bildet das vorliegende Buch, das vollkommen aus der Praxis für die Praxis geschrieben ist, eine ausgezeichnete Brücke.

Nach einer kurzen Einleitung, die sich mit der Bedeutung und den Vorzügen des elektronischen Messens sowie den wichtigsten Forderungen der Praxis befaßt, werden auf weit über 100 Seiten die elektronischen Meßverfahren für Dehnungsmessungen, Weg-, Geschwindigkeits- und Beschleunigungsmessungen, Drehzahlmessungen, lichttechnische Messungen, Durchfluß-, Mengen-, Temperatur- und Feuchtigkeitsmessungen, Messungen der elektrischen Leitfähigkeit sowie pH- und rH-Wert-Messungen ausführlich behandelt. Die wichtigsten Schaltungen, Meßeinrichtungen und die Durchführung der Messung werden besprochen. Das nächste Kapitel umfaßt Sonderverfahren der industriellen Messung. Hierunter sind verstanden Schwingungserregung, Strobo-

skopie und Oberflächenbeschaffenheit (Rauhigkeitsmessungen).

Während in diesen Kapiteln die Verfahren im Vordergrund standen, befaßt sich der nächste Abschnitt mit den Meßgeräten und Registriereinrichtungen selbst. Hier findet man in gedrängter Form alles Wissenswerte über selbst-abgleichende Kompensatoren, Direktschreiber, Elektronenstrahlzoszillographen, Verstärkerumschalter, Registrierkameras und sogar noch Hinweise für die Schirmbildphotographie. Das folgende Kapitel ist den wichtigsten Grundlagen und Geräten der Regelungstechnik gewidmet. Hieran schließt sich noch ein längerer Abschnitt über Meß- und Registrieranlagen für die Verfahrenstechnik. Fehlerberücksichtigungen in der Praxis sowie ein umfangreicher Tabellenteil beschließen das Buch.

Das Buch gibt einen guten Überblick über das Gebiet der elektronischen Messung nichtelektrischer Größen und enthält Hinweise für das praktische Arbeiten. Hier hat nicht ein einzelner Autor versucht, mit einem umfangreichen Stoff fertig zu werden, sondern eine unserer ersten Firmen auf diesem Gebiet stellt damit einen Teil ihrer Erfahrung der Allgemeinheit zur Verfügung. Das Buch kann allen Ingenieuren, denen elektronische Messungen überhaupt fremd sind, allen Elektronikern, denen die für elektronische Messungen geeigneten Aufgaben anderer Gebiete unbekannt sind, und auch denen, die sich bereits mit derartigen Messungen befassen, bestens empfohlen werden. H. BRUNSWIG

# Vergleich von Absorptionskennwerten der Ionosphäre aus Impulsamplitudenmessungen und Feldstärkeregistrierungen

von HEINRICH SCHWENTEK und GERHARD UMLAUFT

Mitteilung aus dem Max-Planck-Institut für Aeronomie, Institut für Ionosphären-Physik,  
Lindau über Northeim/Hann.

(A.E.Ü. 15 [1961], 200–204; eingegangen am 12. Januar 1961)

DK 621.391.812.63

Mittagsabsorptionskennwerte aus der Zeit von Juli 1957 bis März 1960, gemessen mit dem Impulsverfahren und mit dem Feldstärkeverfahren, werden miteinander verglichen. Das Impulsverfahren arbeitet bei senkrechtem Einfall auf 1,73 MHz, das Feldstärkeverfahren bei schrägem Einfall auf 2,61 MHz. Die Entfernung Sender–Empfänger beträgt 295 km. Der Korrelationskoeffizient für die Monatsmedianwerte beträgt 0,85. Die Übereinstimmung der beiden Meßreihen ist also recht gut. Die Absorptionskennwerte werden nach der Gleichung  $A = L(f + f_L)^2$  berechnet, wobei für die Schrägbüertragung eine „effektive Gyrofrequenz“ eingesetzt wird. Aus der Übereinstimmung folgt, daß die quadratische Frequenzabhängigkeit zumindest von 1,73 MHz bis 2,61 MHz zutrifft. Dieser auf Grund von Senkrechtlotungen auf verschiedenen Frequenzen umstrittene Zusammenhang gilt hier wahrscheinlich deshalb, weil die Reflexionshöhen beider Frequenzen gleich sind.

Noon-absorption values are compared, which have been measured from July 1957 till March 1960 by the pulse method and the field-strength method. The frequency used is 1.73 Mc/s at vertical incidence (pulse method), and 2.61 Mc/s at oblique incidence over an 295 km path (field-strength method). The correlation coefficient of the monthly median values is 0.85. Consequently the two series of  $A$ -values agree fairly well. The absorption values are calculated from the equation  $A = L(f + f_L)^2$ ; for the path of oblique incidence an “effective gyro-frequency” is used. The agreement between the two series of  $A$ -values shows that the quadratical frequency dependence at least holds from 1.73 Mc/s to 2.61 Mc/s. This law which is still doubtful for merely vertical incidence measurements seems to be valid in this situation, because the heights of reflexion are the same for both frequencies.

## 1. Einleitung

Ein Kennwert für das Absorptionsvermögen der Ionosphäre läßt sich mit verschiedenen Verfahren bestimmen. Zwei davon beruhen darauf, daß der scheinbare Reflexionskoeffizient gemessen wird. Dazu beobachtet man entweder die Amplitude von Impulsen, die an der E- oder F-Schicht reflektiert werden [1], [2] oder man registriert die Feldstärke eines entfernten Kurzwellensenders [3], [4]. Tagsüber sind die Impulsamplituden und die Feldstärke geringer als nachts. Die Dämpfung während der Nacht ist im allgemeinen sehr gering und meist vernachlässigbar. Daher läßt sich ein Reflexionskoeffizient definieren, indem man die tagsüber gemessenen Mittelwerte auf den (konstanten) Nachtwert bezieht. Das gilt sowohl für die Impulsecholotung als auch für das Feldstärkeverfahren. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Reflexionshöhen sich ändern; ihr Einfluß muß rechnerisch beseitigt werden. Als mittlerer Reflexionsfaktor  $\varrho$  für eine bestimmte Meßfrequenz  $f$  ergibt sich

$$\varrho_{\perp}(f) = \frac{I_t h'_t}{I_n h'_n}. \quad (1)$$

$I_t$  ist die über eine Viertelstunde gemittelte Amplitude der reflektierten Impulse tags,  $I_n$  dasselbe nachts;  $h'_t$  die scheinbare Reflexionshöhe tags,  $h'_n$  dasselbe nachts. Es ist üblich, den Reflexionskoeffizienten durch ein logarithmisches Maß, den sogenannten  $L$ -Wert, anzugeben:

$$L_{\perp} = 20 \log \varrho_{\perp}(f) \text{ in dB.} \quad (2)$$

Daraus ergibt sich der international veröffentlichte, theoretisch von der Frequenz unabhängige  $A$ -Wert:

$$A_{\perp} = L_{\perp}(f + f_L)^2 \text{ in dB} \cdot \text{MHz}^2, \quad (3)$$

wobei  $f_L$  die Longitudinalkomponente der Gyrofrequenz am Reflexionsort ist, die in Mitteleuropa etwa 1,2 MHz beträgt.

In ähnlicher Weise wird aus Feldstärkeregistrierungen ein Reflexionsfaktor  $r$  abgeleitet; es gilt

$$r(\alpha, f) = E_t/E_n; \quad (4)$$

$\alpha$  ist der Einfallswinkel der Welle,  $E_t$  die wahrscheinlichste Feldstärke des Hauptübertragungsweges am Tage,  $E_n$  die wahrscheinlichste Feldstärke desselben Weges bei Nacht. Liegt nachts ein anderer Weg vor, so müssen alle damit verbundenen Abweichungen rechnerisch berücksichtigt werden. Aus Gl. (4) läßt sich ebenfalls ein  $L$ -Wert ableiten; nämlich (auf senkrechten Einfall umgerechnet)

$$L_{\wedge} = \cos \alpha \cdot 20 \log r(\alpha, f) \text{ in dB.} \quad (5)$$

Daraus folgt

$$A_{\wedge} = L_{\wedge}(f + f_L^*)^2 \text{ in dB} \cdot \text{MHz}^2; \quad (6)$$

dabei ist  $f_L^*$  eine der Schrägbüertragung gemäß „effektive Gyrofrequenz“. Werte  $L_{\wedge}$  für die Mittagszeit werden nun seit dem 1. Juli 1957, dem Beginn des Internationalen Geophysikalischen Jahres, im Max-Planck-Institut für Aeronomie, Institut für Ionosphären-Physik, täglich bestimmt.

Die Feldstärke des Senders DAN der Küstenfunkstelle Norddeich wird schon seit vielen Jahren

registriert. Daraus ermittelte vorläufige Werte  $A_{\wedge}$  für die einzelnen Stunden von 10.00 bis 15.00 MEZ werden bereits seit Oktober 1956 veröffentlicht [5]. Ein Vergleich dieser Werte  $A_{\wedge}$  mit den Werten  $A_{\perp}$  der nächstgelegenen Station De Bilt (Holland) ergab für manche Monate eine Übereinstimmung, für andere Monate aber nicht. Der Vergleich der Jahresgänge war unbefriedigend. Um keine voreiligen Schlußfolgerungen zu ziehen, wurde abgewartet, was der Vergleich mit den Werten  $L_{\perp}$  der Station Lindau bringen würde. Diese Ergebnisse, die sich durchweg auf die ordentliche Komponente beziehen, sind im folgenden dargestellt.

## 2. Die Meßmethoden

### 2.1. Die Bestimmung von Absorptionskennwerten mittels des Impulsverfahrens bei senkrechter Inzidenz

Zur Gewinnung der Meßwerte nach diesem Verfahren [2] werden Impulse elektromagnetischer Wellen geeigneter Impulsdauer und Frequenz senkrecht nach oben abgestrahlt und die reflektierten Echos mittels einer geeigneten Antenne aufgenommen, in einem speziellen Empfänger verstärkt und schließlich auf dem Schirm einer Kathodenstrahlröhre angezeigt. Auf der Abszisse des Schirmbildes ist die Laufzeit bzw. die Reflexionshöhe der Echos, auf der Ordinate die Impulsamplitude direkt abzulesen; der Maßstab ist linear. Die Amplitude ist jeweils mit einem Empfindlichkeitsfaktor zu multiplizieren, der sich aus der Einstellung eines abgestuften Eichspannungsteilers ergibt. Aus den je 60 Ablesungen einer Viertelstunde wird ein Mittelwert gebildet, der mit der Reflexionshöhe  $h'$  des Echos multipliziert wird. Dieses  $h'$  wird aus je einer Ablesung am Anfang und Ende eines jeden Viertelstundenintervalls ermittelt. Der Reflexionsfaktor wird mit Hilfe der Formel (1) berechnet. Dabei ist das Produkt  $h'_n I_n$  die Eichkonstante der Apparatur. Die Meßwerte  $h'_n I_n$  während einer einzelnen Nacht können jedoch wegen gelegentlicher Fokussierungseffekte und anderer störender Einflüsse beträchtliche Unterschiede zeigen. Um die Eichkonstante mit einer Genauigkeit von weniger als 10% bestimmen zu können, ist es daher notwendig, möglichst viele Beobachtungen in einer großen Anzahl von Nächten durchzuführen, die sich über mehrere Wochen verteilen.

Während man auf die eben beschriebene Weise den nächtlichen Bezugswert mit relativ guter Genauigkeit bestimmen kann, sind die Meßwerte während der einzelnen Beobachtungsintervalle am Tage prinzipiell mit einer gewissen Unschärfe behaftet. Denn 60 Ablesungen während einer Viertelstunde sind zwar ausreichend, um das kurzperiodische Fading, eine Interferenzerscheinung auf Grund der Rauhigkeit der Ionosphäre, herauszumitteln. Ob jedoch eine Änderung der mittleren Impulsamplitude von einer Viertelstunde zur anderen einer Änderung der Absorption oder einer Änderung der Fokussierungsverhältnisse entspricht, ist nicht zu entscheiden. Faßt man die Beobachtungen am

Tage in längere Intervalle zusammen, so verschwindet wohl der Einfluß des langperiodischen Fadings, aber es können damit auch tatsächliche Absorptionschwankungen verdeckt werden. Dieser Schwierigkeit möge man sich bei der Betrachtung von Absorptionsmessungen immer bewußt bleiben.

Die Genauigkeit der Konstanz der Empfängerempfindlichkeit liegt bei etwa 4%, die der Senderausgangsleistung bei 1%, die der Höhenablesung bei etwa 3 bis 5%. Aus diesen Daten und den oben gemachten Ausführungen resultiert eine maximale Fehlergrenze der  $L_{\perp}$ -Werte von etwa  $\pm 15\%$  oder  $\pm 1,2$  dB. Gemessen wurde täglich zwischen 11.30 und 13.30 MEZ, wobei abwechselnd je eine Viertelstunde auf den Frequenzen 2,23 MHz und 1,73 MHz beobachtet wurde. Die Meßmethode und der Umfang des Meßprogramms entsprechen damit weitgehend den Empfehlungen des vorbereitenden Ausschusses für Absorptionsmessungen während des Internationalen Geophysikalischen Jahres [6]. Für den vorliegenden Vergleich wurden jedoch zunächst nur die Meßwerte für die Frequenz 1,73 MHz herangezogen.

### 2.2. Die Bestimmung von Absorptionskennwerten aus Feldstärkeregistrierungen bei schrägem Einfall

Die in Gl. (4) auftretenden Werte  $E_t$  und  $E_n$  werden aus Feldstärkeregistrierungen gewonnen. Einzelheiten über das Verfahren findet man bei [4] und [7]. Hier sollen nur einige nähere Angaben gemacht werden darüber, wie die für den Vergleich benutzten Werte entstanden sind. Ausgewertet wurde allein die Registrierung der Meßstrecke Norderdeich — Lindau (295 km; 2,16 MHz; 2,5 kW), und zwar sind für die ganze Vergleichszeit nur Tintenregistrierungen benutzt worden. Das Verfahren, mit einem Zähldruckgerät die Häufigkeitsverteilungen automatisch zu ermitteln und halbstündlich zu drucken, war zu der Zeit technisch noch nicht verwirklicht.

Der Bezugswert  $E_n$  wurde deshalb aus den monatlichen Häufigkeitsverteilungen der maximalen Feldstärkewerte je 3-min-Intervall während der Nachtzeit bestimmt.

$E_t$  ist der tägliche Mittagswert, genauer der mittlere Wert der Feldstärkemaxima in der Zeit von 12.00 bis 13.00 MEZ. Diese Art der Auswertung ist sehr zeitsparend, bringt aber eine gewisse Ungenauigkeit mit sich. So läßt sich z. B. über den Einfluß verschiedener Schwundarten kaum etwas sagen. Bei großer Dämpfung, wenn Rauschen und Bodenwelle überwiegen, ergibt sich ein größerer Fehler, selbst wenn die Bodenwelle rechnerisch berücksichtigt wird. In Monaten großer Dämpfung sind daher zu kleine Absorptionswerte zu erwarten. Die nach diesem Verfahren bisher veröffentlichten  $A_{\wedge}$ -Werte [5] sind der genannten Ungenauigkeiten wegen als vorläufig anzusehen.

Der Vergleich mit den Ergebnissen der Impulsmessungen in Lindau auf 1,73 MHz hat für manche Monate größere Abweichungen gezeigt. Die Feldstärkeregistrierungen sind für diese Monate noch

einmal ausgewertet worden, wobei die im Laufe der Jahre gewonnenen Erfahrungen benutzt werden konnten. Geringe Korrekturen waren zuweilen nötig. Für den Vergleich sind also in kleinem Umfange korrigierte Werte benutzt worden.

Die Genauigkeit der Werte läßt sich ungefähr abschätzen. Der nicht ganz durchsichtigen Antennenverhältnisse wegen ist eine vollständige Fehlerrechnung nicht exakt durchführbar. Der Maximalfehler des  $A_{\perp}$ -Wertes wird jedenfalls kleiner sein als  $\pm 30 \text{ dB} \cdot \text{MHz}^2$ , wenn der Faktor  $(f + f_{\perp}^*)^2 = (2,61 + 1,2)^2 \text{ MHz}^2$  zutrifft; andernfalls kommt dessen (systematischer) Fehler noch hinzu.

### 3. Vergleich der mit den beiden verschiedenen Methoden gewonnenen Absorptionswerte

Zur Bildung der monatlichen Mittelwerte wurden aus der Fülle der vorliegenden Absorptionskennwerte bestimmte ausgewählt. Nur diejenigen Tage, an denen sowohl das Impulsverfahren einen numerischen  $L_{\perp}$ -Wert als auch das Feldstärkeverfahren einen numerischen  $A_{\perp}$ -Wert lieferte, kamen für den Vergleich in Betracht. Das heißt also, wenn eines der beiden Geräte ausfiel oder die eine Methode nur unsichere Werte zu ermitteln gestattete, wurde auch der Meßwert der anderen Methode nicht berücksichtigt. Dadurch läßt sich ein Optimum an Aussagekraft erzielen, und im Fall von stärkeren Abweichungen der Monatsmittelwerte voneinander kann ein zwingender Rückschluß entweder auf die Mängel der Methoden oder auf das Verhalten der Ionosphäre gezogen werden. Für die Beurteilung des Vergleichs ist noch zu beachten, daß bislang nur die Beobachtungen auf der einen Meßfrequenz 1,73 MHz für den Vergleich herangezogen wurden.

Bild 1 zeigt als Beispiel einen monatlichen Vergleich. Man bemerkt, daß die Werte nur teilweise innerhalb der Fehlergrenzen übereinstimmen. Insbesondere fällt die Abweichung in der Zeit vom 8. 11. bis 16. 11. auf. In diesen Tagen lag die Raumfeldstärke des Senders DAN so niedrig, daß der Rausch-

pegel erheblich störte, also zu kleine Dämpfungs- werte vorgetäuscht wurden. Da die Leistung des Senders nicht erhöht werden kann, wird zukünftig die Empfängerbandbreite verringert. Die Abweichungen am 6. 11. und 15. 11. jedoch müssen anders gedeutet werden. Wodurch sie entstanden sind, läßt sich konkret nicht sagen. Immerhin muß folgende methodische Schwierigkeit in Betracht gezogen werden. Bei den Feldstärkewerten handelt es sich um ein Stundenmittel, das durchaus eine große Schwankungsbreite haben kann, je nachdem wie der Tagesgang verläuft. Bei den Impulswerten liegen jeweils nur die Viertelstundenmittel von 11.45–12.00, 12.15–12.30, 12.45–13.00 und 13.15 bis 13.30 MEZ zugrunde, so daß Spitzewerte sich leichter bemerkbar machen. Bei zukünftigen Untersuchungen sollen deshalb die auf 1,73 MHz viertelstündlich bestimmten Mittelwerte von  $L_{\perp}$  einerseits mit den mittels des Druckzählers ebenfalls viertelstündlich gewonnenen Werten  $A_{\perp}$  andererseits verglichen werden. Außerdem soll dabei jedesmal der vollständige Tagesgang registriert werden. Erst dann scheinen weitere Betrachtungen über Abweichungen der Werte voneinander sinnvoll, weil genauer begründbar.

Nach neueren Messungen kann jedoch schon gesagt werden, daß im Winter während der Mittagsstunden oft zwei reflektierende Schichten im E-Niveau auftreten, die nicht nur die eindeutige Bestimmung eines  $A$ -Wertes, sondern auch den Vergleich der mit den beiden Verfahren gewonnenen Werte erheblich erschweren. Die eigentliche E-Schicht liegt dann zwischen etwa 130 und 140 km Höhe, während eine weitere, teils reflektierende, teils durchlässige Schicht zwischen 80 bis 90 km Höhe auftritt.

In Bild 2 sind die Monatsmedianwerte der mit den beiden Verfahren gewonnenen täglichen Mittagswerte aufgetragen. Die unter den Monatszeichen stehenden Zahlen  $N$  bedeuten die Anzahl der für die Medianwertbildung brauchbaren und benutzten Tage. Der Gleichlauf beider Kurven während der gesamten Beobachtungszeit ist verhältnismäßig sehr gut; der Korrelationsfaktor  $r = 0,85$  bestätigt das. Allerdings lassen sich gewisse Abweichungen nicht übersehen, bei denen die beiderseitigen Fehlergrenzen von 1,2 dB und  $30 \text{ dB} \cdot \text{MHz}^2$  sich nicht mehr überdecken. Die größten Abweichungen der strichpunktiierten Kurve nach oben (Impuls- methode) im Januar 1958, 1959 und 1960 lassen sich dadurch erklären, daß bei der Feldstärkemethode der Meßbereich nach hohen Absorptionswerten begrenzt war, und zwar durch den Rauschpegel und die Bodenwelle. Daß während des Winters 1959/60 niedrigere  $A$ -Werte gemessen wurden als in den beiden vorhergehenden Jahren, liegt wahrscheinlich an einem erhöhten Bodenwellenanteil, bedingt durch Veränderungen im Antennenfeld. Im übrigen tritt zu dieser Zeit die Winteranomalie auf, d. h. eine sehr hohe Absorption, die nicht durch den winterlichen Sonnenstand erklärt werden kann; dadurch sind die Vergleichsbedingungen erschwert. Über den Zusammenhang der Winteranomalie mit

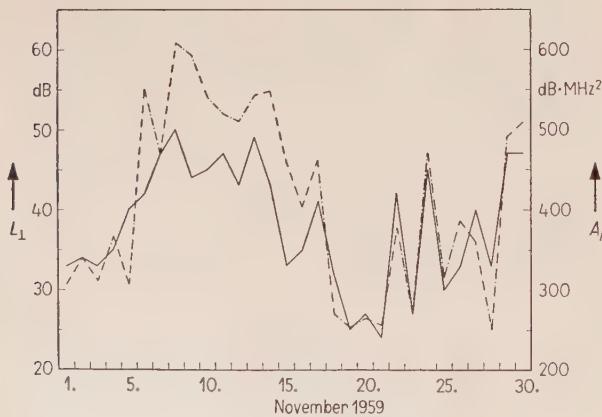


Bild 1. Vergleich der mittäglichen Dämpfungskennwerte für den Monat November 1959. Strichpunktiierte Kurve: Senkrechtlotung mit Impulsen bei 1,73 MHz, ausgezogene Kurve: Feldstärkeregistrierung von 2,61 MHz über 295 km Entfernung; Korrelationskoeffizient  $r = 0,84$ .

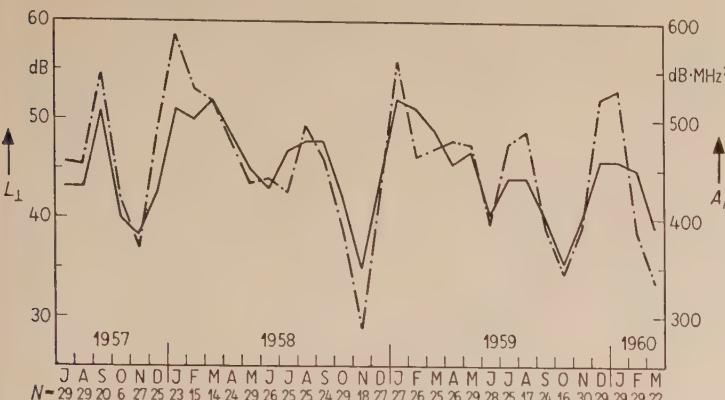


Bild 2. Vergleich der Monatsmedianwerte (von täglichen Absorptionskennwerten) für die Zeit von Juli 1957 bis März 1960. Strichpunktige Kurve: Senkrechtlotung mit Impulsen bei 1,73 MHz, ausgezogene Kurve: Feldstärkeregistrierung von 2,61 MHz über 295 km Entfernung; Korrelationskoeffizient  $r = 0,85$ .  $N$  ist die Anzahl der im jeweiligen Monat zum Vergleich brauchbaren Tage.

dem gleichzeitigen Auftreten von „tiefen Echos“ sind nähere Untersuchungen im Gange. Denn die im Winter oft andersartigen Reflexionsbedingungen für niedrige Frequenzen spielen für die Absorptionsmessungen eine große Rolle.

Welche Folgerungen lassen sich nun aus der im allgemeinen guten Übereinstimmung beider Verfahren ziehen? Vorher wäre aber noch die Frage des bei beiden Kurven verschiedenen Maßstabes zu untersuchen.

Die Dämpfung bei der Schrägübertragung wurde in  $A$ -Werten angegeben, weil das nicht nur üblich sondern für Vergleiche verschiedener Frequenzen auch notwendig ist. Die Berechnung der  $A$ -Werte nach Gl. (3) und Gl. (6) setzt jedoch die Gültigkeit des Frequenzgesetzes  $(f + f_L)^2$  voraus, eine Voraussetzung, die für Senkrechtlotungen jedoch sicher nicht erfüllt ist, auch nicht im Bereich von 1,6 bis 2,6 MHz. Das folgt eindeutig aus den von verschiedenen Stationen bisher veröffentlichten  $A$ -Werten. Auch die nach dem Impulsverfahren gewonnenen Lindauer Werte auf den beiden Frequenzen 1,73 MHz und 2,23 MHz bestätigen das, worüber noch in einer weiteren Veröffentlichung berichtet werden soll. Deshalb wurden die mit der Echolotungsmethode gemessenen Werte zunächst auch nicht in  $A$ -Werte umgerechnet, sondern als  $L$ -Werte aufgetragen. Der Faktor 10, um den sich die beiden Maßstäbe unterscheiden, scheint somit zufällig zu sein, und damit auch eine absolute Übereinstimmung der Kurven.

Berechnet man nun  $A$ -Werte auch für die Senkrechtlotung, so liegen die zugehörigen Kurvenpunkte um den Faktor  $0,1 \cdot (1,73 + 1,2)^2 = 0,86$  tiefer als diejenigen der Schrägübertragung. Die  $A$ -Werte der Schrägübertragung bedürfen jedoch ebenfalls einer Korrektur, da der zu ihrer Berechnung zugrunde gelegte Wert der Frequenz  $f_L^*$  von 1,2 MHz für die Senkrechtlotung gilt. Bei der Schräg-

übertragung (Entfernung 295 km, Reflexionshöhe etwa 110 km) bildet die Fortpflanzungsrichtung der Welle mit der Richtung des erdmagnetischen Feldes im einfallenden und reflektierten Strahl zwei verschiedene Winkel  $\theta_1$  und  $\theta_2$  (siehe Bild 3), für die sich je eine effektive Komponente der Gyrofrequenz berechnen lässt. Für beide Winkel ist noch die quasilogitudinale Näherung [8] zulässig. Daher ergibt sich für die Übertragung auf dem gesamten Weg ein effektiver Wert  $f_L^*$ , der nach Gl. (7) näherungsweise berechnet werden kann,

$$(2,61 + f_L^*)^2 = \frac{1}{2} [(2,61 + f_H \cos \theta_1)^2 + (2,61 + f_H \cos \theta_2)^2]. \quad (7)$$

$f_H$  ist die Gyrofrequenz bei Ausbreitung längs des Magnetfeldes. Für unseren Fall erhalten wir aus Gl. (7)  $f_L^* = 0,72$  MHz. Setzt man diesen Wert in die Formel zur Berechnung der Dämpfungswerte  $A_\perp$  ein, so liegen die neuen Werte um  $(2,61 + 0,72)^2 / (2,61 + 1,2)^2 = 0,76$  tiefer als die ursprünglichen, also praktisch wiederum im Bereich der Werte der Senkrechtlotung. Eine genaue Übereinstimmung der Mittelwerte der beiden Kurven von  $A_\perp$  und  $A_\wedge$  würde man für  $f_L^* = 0,92$  MHz erhalten. Dieser aus dem Vergleich der Mittelwerte errechnete experimentelle Wert nähert sich dem theoretischen noch bis auf 0,90, wenn man die Monate für den Vergleich außer acht lässt, in denen  $A_\wedge$  offensichtlich zu klein ist, nämlich wegen der Begrenzung des Meßbereichs nach hohen Werten zu, wie zum Beispiel in den Monaten Januar 1958, Januar und Dezember 1959 und Januar 1960.

In Bild 4 wird noch ein Korrelogramm der in Bild 2 dargestellten 33 Wertepaare von Monatsmedianwerten wiedergegeben. Bei der Berechnung des Gesamtmittels wurden die eben genannten Monate sowie die Monate November 1958, Juli und August 1959 nicht berücksichtigt. Für die noch übrigen Monate ergibt sich ein Korrelationsfaktor  $r = 0,84$ . Dabei wurde als effektive Gyrofrequenz 0,9 MHz eingesetzt.

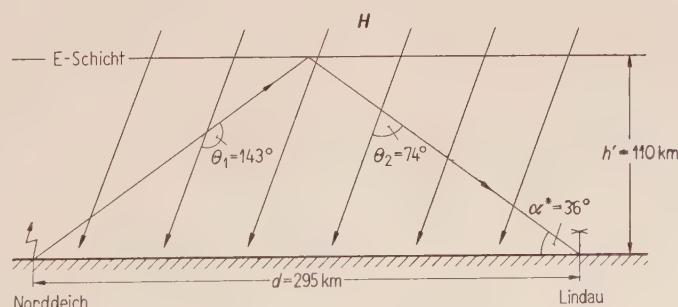


Bild 3. Zur Abschätzung einer „mittleren effektiven Gyrofrequenz“ für die Schrägübertragungsstrecke aus den Winkeln  $\theta_1$  und  $\theta_2$  der Fortpflanzungsrichtung mit dem erdmagnetischen Feld. Dieses ist in die Ebene des Ausbreitungsweges hineinprojiziert. Der Winkel zwischen Magnetfeldebene und der Ebene des Ausbreitungsweges beträgt  $37^\circ$ , die Inklination des Magnetfeldes  $66^\circ$ .

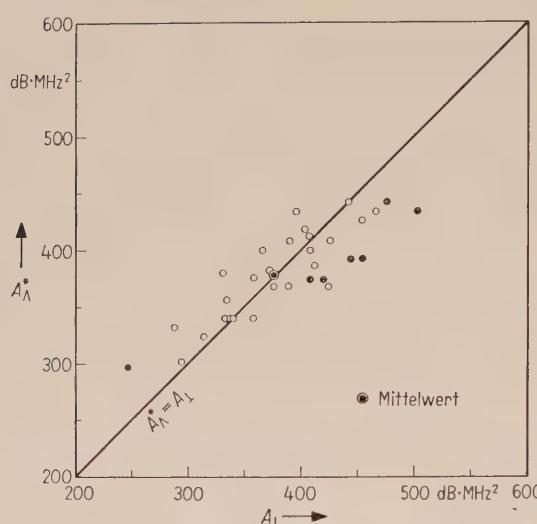


Bild 4. Korrelogramm der in Bild 2 dargestellten 33 Wertepaare von Monatsmedianwerten, jedoch umgerechnet in Werte  $A_{\perp}$  bzw.  $A_{\perp}^*$ . Die im Text genannten Monate wurden für die Mittelbildung nicht berücksichtigt; die entsprechenden Punkte sind schraffiert wiedergegeben.

#### 4. Schlußbetrachtung

Die auf 1,73 MHz senkrecht und auf 2,61 MHz schräg gemessenen Dämpfungswerte stimmen gut überein, wenn als effektive Gyrofrequenz bei der Schrägübertragung von Norddeich nach Lindau ein Wert zwischen 0,8 und 0,9 MHz benutzt wird. Die Bestimmung der Ziffer der zweiten Dezimalstelle würde einerseits eine genauere Berechnung der effektiven Gyrofrequenz für den in Wirklichkeit gekrümmten Übertragungsweg und andererseits besser vergleichbare Messungen erfordern.

Das bisherige Ergebnis erlaubt aber offenbar schon den Schluß, daß die Funktion  $A = L(f + f_L)^2$  im Bereich von 1,73 MHz bis 2,61 MHz benutzbar ist, obgleich dieser Zusammenhang auf Grund von Senkrechtlotungen auf mehreren Frequenzen umstritten ist. Es ist jedoch zu berücksichtigen, daß die senkrecht reflektierten Impulse mit steigender Frequenz tiefer in die Schicht eindringen, die Reflexionshöhen also verschieden sind. Die der Schrägübertragung von 2,61 MHz äquivalente Senkrechtlotungsfrequenz liegt aber je nach Höhe der E-Schicht zwischen 1,5 MHz und 1,8 MHz, also in der Nähe von 1,73 MHz. Demnach ist in diesem Fall die Reflexionshöhe bei der Schrägübertragung praktisch stets gleich derjenigen bei der Senkrechtlotung. Daher ist in beiden Fällen auch die für die Dämpfung maßgebende Schichtdicke praktisch die gleiche und es ist zu vermuten, daß die  $A$ -Werte aus diesem Grunde übereinstimmen. Wenn aber bei der Senkrechtlotung mit zunehmender Frequenz und damit auch wachsender Reflexionshöhe die Dämpfung langsamer abnimmt als der Funktion  $A = L(f + f_L)^2$

entspricht, so bedeutet das nach unserem Ergebnis, daß ein beachtlicher Teil der Gesamtdämpfung im Reflexionsniveau zustande kommt. Bei Dämpfungsangaben ist also, wenn die E-Schicht als Reflektor wirkt, die Reflexionshöhe als Parameter zu berücksichtigen (vergleiche Bild 5).

Die gewonnenen Ergebnisse dürften eine praktische Bedeutung für die Prognose der Kurzwellenausbreitung haben, insbesondere für die Bestimmung der LUF (lowest usable frequency). Es gilt sehr wahrscheinlich allgemein, d. h. über die bisher gemessenen Zusammenhänge hinaus,

$$A_{\perp}(f_{\perp}/\cos \alpha) = A_{\perp}(f_{\perp}), \text{ wobei } h'_{\perp} = h'_{\perp}, \quad (8)$$

$$\text{bzw. } (f + f_L)^2 \cos \alpha \cdot L(f_{\perp}/\cos \alpha) = (f + f_L)^2 L(f_{\perp}). \quad (9)$$

Wenn also der Dämpfungskennwert  $A_{\perp}$  bei der Frequenz  $f_{\perp}$  gemessen ist, bzw.  $A_{\perp}$  bei der Frequenz  $f_{\perp}$ , wobei  $h'_{\perp} = h'_{\perp}$ , so läßt sich  $A_{\perp}$  für alle äquivalenten Frequenzen  $f_{\perp}/\cos \alpha$  sofort angeben, so lange die E-Schicht als Reflektor wirkt. In ähnlicher Weise wird man auch für die F-Schicht verfahren können. Eine Beratung in bezug auf  $A_{\perp}(f_{\perp})$  allgemein erfordert allerdings die Kenntnis der Funktion  $A_{\perp}(f_{\perp})$ , welche durch eine laufende, möglichst gleichzeitige Messung der Absorption auf zahlreichen Frequenzen bestimmt werden müßte.

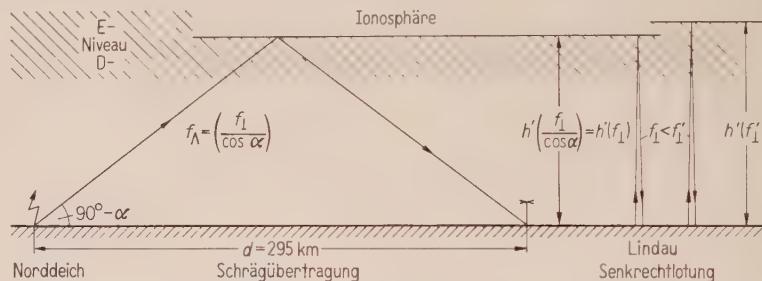


Bild 5. Zur Verdeutlichung des Zusammenhangs der ionosphärischen Absorption bei Schrägübertragung und Senkrechtlotung.

Die vorliegende Arbeit wurde durch die Deutsche Forschungsgemeinschaft ermöglicht, welche die Mittel für die Beschaffung der Meßgeräte zur Verfügung stellte. Wir möchten der Deutschen Forschungsgemeinschaft, aber auch dem Direktor des Max-Planck-Institutes für Aeronomie, Herrn Prof. Dr. W. DIEMINGER, auf diesem Wege für die uns erwiesene Förderung herzlich danken.

#### Schrifttum

- [1] PIGGOTT, W. R., The reflection and absorption of radio waves in the ionosphere. Proc. Instn. Elect. Engrs. (III) **100** [1953], 61–72.
- [2] UMLAUFT, G., Bestimmung der Absorption der Ionosphäre aus Impulsamplitudenbeobachtungen. Arch. tech. Messen V **314–3** (erscheint in Kürze).
- [3] MC ALLOCK, G., Ionospheric absorption at vertical and oblique incidence. Proc. Instn. Elect. Engrs. (III) **101** [1954], 360–370.
- [4] SCHWENTEK, H., Bestimmung eines Kennwertes für die Absorption der Ionosphäre aus einer automatisch-statistischen Analyse von Feldstärkeregistrierungen. A.E.U. **12** [1958], 301–308.
- [5] Ionosphären-Bericht des Deutschen Wetterdienstes und der Arbeitsgemeinschaft Ionosphäre, Seewetteramt Hamburg 4.
- [6] PIGGOTT, W. R., BEYNON, W. J. G., BROWN, G. M. und LITTLE, C. G., The measurement of ionospheric absorption. Annals of the International Geophysical Year III [1957], 171–226.
- [7] SCHWENTEK, H., Bestimmung der Absorption der Ionosphäre aus Registrierungen der Feldstärke und des kosmischen Rauschens. Arch. tech. Messen V **314–2** (Sept. 1960).
- [8] RAWER, K., Die Ionosphäre. Verlag Noordhoff, Groningen 1953, S. 27.

## BUCHBESPRECHUNGEN

**A. Wirk, Philosophie und Physik.** S. Hirzel  
Verlag, Stuttgart 1961, 175 Seiten, 13 cm  $\times$  21 cm,  
Ganzleinen, DM 14,40.

In diesem Buch, in dem die Philosophie bei weitem die Physik überwiegt, ist es gelungen, einerseits dem Philosophen die neuen Erkenntnisse der Physik nahe zu bringen, andererseits aber auch endlich einmal dem Physiker eine philosophische Fundierung der modernen physikalischen Probleme zusammenhängend darzustellen. Hierbei legt der Autor großen Wert auf die Feststellung, daß Physik und Philosophie sich wie komplementäre Partner ergänzen; die Idee der Komplementarität ist in der vorliegenden Schrift maßgebend und Natur und Geist werden als wirklich gleichberechtigt angesehen und behandelt. Auf diese Weise bricht der Verfasser mit einer jahrhundertealten Tradition, nach der nur der Geist das unzweifelhaft Wesentliche, das Formende war, dem sich der tote Stoff unterordneten hatte. Philosophie und Physik streben beide nach Erkenntnis, die sich als allgemeinverbindlich und denknotwendig erweist. Dem Verfasser kommt es darauf an, auf ein oberstes Gesetz hinzuarbeiten, für das es nicht genügt, daß es ein Seiendes aussagt; es muß darüber hinaus den kategorischen Imperativ enthalten, das Schöpfungsprinzip: „Es werde!“

Das Buch, das ein Komplement zu W. HEISENBERGS Buch „Physik und Philosophie“ bildet, erfordert ein eingehendes Studium und wird sich nicht jedem Leser bei der ersten Lektüre sofort ganz eröffnen, weil es nicht möglich ist, Gedanken, in denen eine Arbeit von Jahrzehnten steckt, in einigen Tagen aufzunehmen. Wer aber Geduld aufbringt und sich für dieses Buch Zeit gönnst, dem werden die hier behandelten Probleme in ihrer philosophischen Klarheit helfen, den Weg für das Verständnis der tiefliegenden Schwierigkeiten der modernen Physik zu finden. A. THOMA

**Physics of the upper atmosphere** (edited by J. A. RATCLIFFE). Academic Press Inc., New York 1960, XI, 586 Seiten, zahlr. Bilder, 16 cm  $\times$  23,5 cm, Ganzleinen, \$ 14.50.

Elf Autoren, jeweils ausgezeichnete Fachleute in ihrem Bereich, berichten in elf Kapiteln über die verschiedenen Seiten der Physik der hohen Atmosphäre. In einem ergänzenden Schlußkapitel werden einige Ergebnisse angefügt, die aus der Auswertung der Arbeiten des Geophysikalischen Jahres neuerdings erhalten wurden. Die ersten drei Kapitel behandeln die Aeronomie, unter eingehender Berücksichtigung der Raketen- und Satellitenresultate. In den vier folgenden Kapiteln werden die optischen Erscheinungen in der hohen Atmosphäre behandelt, wobei wiederum der Beitrag von FRIEDMAN über die ionisierenden Strahlungen der Sonne von besonderem Interesse für den deutschen Leser sein dürfte. Neben einem Kapitel über den Erdmagnetismus gibt es drei Arbeiten über Radiomessungen, die hier eingehender referiert werden sollen.

BOOKER beschreibt Radar-Untersuchungen der Polarlichter, ausgehend von experimentellen Ergebnissen, die zeigen, wieviel zusätzliche Erkenntnis über die Polarlichter durch Radar-Beobachtung erhalten werden kann. Die sehr klare Darstellung gibt (ohne Formeln) eine übersichtliche theoretische Deutung der beobachteten Erscheinungen. Für deutsche Leser ist dieser Absatz deshalb besonders interessant, weil derartige Beobachtungen nur in höheren geomagnetischen Breiten gemacht werden können.

GREENHOW und LOVELL berichten sehr kurz über die experimentelle Technik der Meteorbeobachtungen durch Radar und diskutieren dann die erhaltenen Ergebnisse recht eingehend unter ihren verschiedenen Aspekten: Geophysikalisch-statistische Übersicht über die Häufigkeit der Meteore, Bestimmung von Dichte und Skalenhöhe aus den Beobachtungen, Ergebnisse der Wind-Bestimmung (horizontale Bewegungen im Bereich zwischen 80 und 100 km). Auch die Fragen der Theorie der Ionisierung durch Meteore und ihres Abklingens werden (mit den wichtigsten Formeln) behan-

delt, schließlich auch kurz die Theorie der Rückstreuung von Radiowellen von solchen ionisierten Säulen. Die berichteten geophysikalischen Ergebnisse beruhen überwiegend auf den ausgiebigen Messungen der englischen Station Jodrell Bank.

RATCLIFFE und WEEKES beginnen das Kapitel über die Ionosphäre mit einer ziemlich eingehenden Darstellung der modernen Theorie des Ionisations-Gleichgewichtes, gefolgt von einer kurzen und klaren Zusammenfassung der heutigen Vorstellungen über die Leitfähigkeit dieser Schichten unter dem Einfluß des Hall-Effektes. Dagegen wird die Wellenausbreitung im Ionosphärenplasma nur ganz kurz angedeutet (die volle Dispersionsformel ist überhaupt nicht wiedergegeben) — wohl weil RATCLIFFE dieses Gebiet in einer anderen Monographie kürzlich behandelt hat. (Für deutsche Leser ist Vorsicht bei der Benutzung der Formeln in Abschnitt 9.4.1 geboten, weil ein ungebräuchliches, nicht rationalisiertes Maßsystem benutzt wird; in den anderwärts benutzten zugeschnittenen Formeln sind egs-Einheiten einzusetzen.) Die folgende Übersicht über die Ergebnisse führt die verschiedenen Verfahren mit großer Vollständigkeit an; bei der Deutung vermeiden es die Autoren im allgemeinen, sich allzusehr festzulegen. Andererseits glauben sie für die Intensität der ionisierenden Strahlung (deren Bestimmung die Kenntnis des Rekombinationskoeffizienten voraussetzt) präzise numerische Angaben machen zu können. Es kommt den Autoren zweifellos mehr auf eine grundsätzliche Diskussion, als auf eine eingehende geophysikalische Beschreibung an. Von dieser Konzeption her ist der Artikel mit wenigen Figuren sehr übersichtlich geschrieben.

Vom Schlußkapitel über die Ergebnisse des Geophysikalischen Jahres kann natürgemäß keine Vollständigkeit erwartet werden. An wichtigen Resultaten werden z. B. angegeben der VAN ALLENsche Strahlungsgürtel sowie die HINTEREGGERSche Entdeckung der außerordentlich starken Sonnenemission im extremen Ultraviolet auf 304 Å. Dagegen wurde der Zusammenhang der neu entdeckten ionosphärischen Absorptionsstörungen in den Polarkappen mit speziellen solaren Eruptionen (vom sogenannten Typ IV) nicht mehr aufgenommen. Nachdem die Kenntnis der hohen Atmosphäre sich heute in so stürmischer Entwicklung befindet, lassen sich solche Unvollständigkeiten kaum vermeiden.

Insgesamt wird man feststellen dürfen, daß dieser Band eine ernsthafte Konkurrenz für das bisherige Standardwerk von S. K. MITRA („The upper atmosphere“) zu werden verspricht.

K. RAWER

**I. I. Tsukkerman, Electron optics in television.** (Translated from the Russian by L. A. FENN.) Pergamon Press Ltd., Oxford-London-New York-Paris 1961, VIII, 290 Seiten, zahlr. Bilder, 14,5 cm  $\times$  22 cm, Ganzleinen sh 55/—.

In sechs Kapiteln werden ausführlich die elektronenoptischen Probleme bei Bildschreib- und Bildsenderöhren behandelt. Das erste Kapitel gibt einen Überblick über die in der Fernsehtechnik gebräuchlichen Arten dieser Röhren, das zweite eine Zusammenstellung der Gesetze und Gleichungen, die die Ausbildung der elektrischen und magnetischen Felder und die Bewegung der Elektronen in ihnen bestimmen. Nach diesen beiden allgemeinen Kapiteln werden im dritten die Ergebnisse zahlreicher Arbeiten — z. T. auch russischer — über die Emissionssysteme der Bildröhren diskutiert. Das vierte Kapitel über die Fokussierung von Elektronenstrahlbündeln handelt von elektrostatischen und magnetischen Linsen, Vorfokussiersystemen und einigen ihrer gebräuchlichen Ausführungsformen; hier werden auch die Fokussierung im langen Magnetfeld sowie elektrische und magnetische Zylinderlinsen besprochen. Die Ablenkung von Elektronenstrahlbündeln wird im fünften Kapitel qualitativ nach der üblichen Fehlertheorie behandelt, während zur Berechnung der Fleckverzerrungen das Ablenkfeld in der Umgebung des abgelenkten Mittelstrahls als Fokussierfeld mit

diesem Strahl als krummlinige Achse behandelt wird. Weiter werden spezielle Ablenkräften bei Farbfernsehgeräten diskutiert sowie die Fehler bei der Ablenkung von Strahlbündeln, die im langen Magnetfeld fokussiert werden. Das sechste Kapitel behandelt elektrooptische Fragen bei Bildsenderröhren, insbesondere die verdrehungsfreie Abbildung der Photokathode auf die Speicherschicht durch ein kombiniertes elektrisch-magnetisches Abbildungsfeld und die Rückverteilung der bei der Abtastung ausgelösten Sekundärelektronen auf die Speicherschicht.

Das aus dem Russischen ins Englische übersetzte (mit zahlreichen Literaturhinweisen versehene) Buch vermittelt einen Überblick, der sonst nur aus einer Reihe von Veröffentlichungen zu gewinnen ist.

Anerkennung verdient auch das Bemühen des Verlages, den Kaufpreis des Bandes — allein die Kosten der Übersetzung dürften erheblich sein — durch die Wiedergabe des Originalmanuskriptes im Offsetdruckverfahren möglichst niedrig zu halten. Für eine Neuauflage bliebe noch der Wunsch, einige kleinere Fehler im Text zu berichtigen.

E. GUNDERT

**R. K. Moore, Traveling wave engineering.**  
McGraw-Hill Book Co., New York-Toronto-London 1960,  
XIX, 360 Seiten, zahlr. Bilder, 15,5 cm × 23,5 cm,  
Ganzleinen, sh 85/6.

Wir haben hier ein sehr erfreuliches Buch vor uns, das eine Fülle von technischen Problemen behandelt, wobei die Leitlinie durch den Begriff der laufenden Welle gegeben ist. Je mehr die Technik und die technische Wissenschaft forschreiten, um so mehr tritt dieser Begriff ins Zentrum der Betrachtung.

Nach einem einführenden Kapitel behandelt das Buch zunächst laufende elektrische Wellen, wobei als Grundmodell die klassische Leitung dient. Dann kommt ein Kapitel über nicht-elektrische Wellen (transversale Wellen an Membranen und Saiten, Schallwellen in Flüssigkeiten, mechanische Wellen in Festkörpern, Wärmeleitung, Diffusionsprozesse und andere). Während die genannten Kapitel sich mit dem quasistationären, eingeschwungenen Zustand befassen, folgt dann ein Abschnitt über Übergangsscheinungen (Einschwingvorgänge). Weiter werden stehende Wellen durch Überlagerung laufender Wellen behandelt. Es werden Wellen mit und ohne Energieverlust untersucht. Systeme mit konzentrierten Elementen (z. B. Spulen, Kondensatoren) werden auch für den nicht elektrischen Fall als „künstliche Leitungen“ betrachtet. Daran schließt sich ein Kapitel über Übertragungsleitungen für Information (Nachrichtentechnik) und Leistung (Starkstromtechnik) an. Impedanzdiagramme für Anpassungsfragen an Wellenleitern und Hohlraumresonatoren werden eingehend untersucht.

Ebene Wellen, ihre Reflexion bei schrägem Einfall und sphärische Wellen (elektrische, akustische, Wärme-Wellen) sind der Gegenstand des letzten Kapitels. Ein Anhang über Vektoranalysis und eine Tabelle zur Umrechnung von Meßsystemen beschließen das Buch.

Es ist geeignet für Studenten etwa ab 4. Semester, die etwa fehlende Kenntnisse der Vektoranalysis mit Hilfe des genannten Anhangs ergänzen können. Die Darstellung ist

erfreulich klar und lebendig; die Tendenz des Buches ist sehr zu begrüßen. Es wäre zu wünschen, daß sich die hier begonnene Thematik auch in Vorlesungen an deutschen Hochschulen einführt. Die Ausstattung des Bandes ist vorzüglich.

G. ECKART

**C. L. Wellard, Resistance and resistors.** McGraw-Hill Book Co., New York-Toronto-London 1960, VIII, 264 Seiten, 74 Bilder, 15,5 cm × 23,5 cm, Ganzleinen, sh 66/—.

Nach einem kurzen Vorwort behandelt der Verfasser im ersten Teil des Buches in sieben Kapiteln die zum Thema gehörigen Begriffe, die Theorie des elektrischen Widerstandes, den Widerstandsaufbau, die in Betracht kommenden Werkstoffe, die Widerstandsmessung, die den Widerstand kennzeichnenden Daten, die zugehörigen Prüfverfahren und zum Schluß dieses Teiles den heute besonders wichtigen Begriff: die Betriebstuverlässigkeit.

Im zweiten Teil werden ausführlich die verschiedenen Typen nach der vorgegebenen Einteilung beschrieben, wobei ihre charakteristischen Eigenschaften und ihre Anwendung berücksichtigt werden; zunächst die Widerstände mit festen Widerstandswerten: Drahtwiderstände, Massewiderstände, Kohleschicht- und Metallschichtwiderstände und gedruckte Widerstände. In diesem Zusammenhang geht der Verfasser auch auf Kombinationen von Widerständen mit Kondensatoren mit festen Widerstands- und Kapazitätswerten ein, z. B. einfache Netzwerke; aber auch die Tinkertoy-Bauweise, d. h. die Mikromodul-Technik, ist berücksichtigt. Ferner sind Widerstände für leichte, mittlere und starke Belastungen behandelt; desgleichen Widerstände für hohe Betriebstemperaturen und hermetisch abgeschlossene.

Besondere Kapitel sind jeweils für Thermistoren und Varistoren geschrieben, d. h. für Widerstände mit hohen negativen Temperaturbeiwerten und Widerstände, die stark spannungsabhängig sind. Ein weiteres Kapitel berücksichtigt Widerstände mit festen Widerstandswerten für Sonderzwecke.

Die Widerstände mit veränderbaren Widerstandswerten, einschließlich der sogenannten Potentiometer, werden ebenfalls eingehend nach ihrem Aufbau und den kennzeichnenden Daten besprochen.

In einem Schlussskapitel berücksichtigt der Verfasser neben einigen weiteren Sonderaufbauten von Widerständen auch Dämpfungsglieder.

Ein Stichwortverzeichnis bildet den Schluß des Buches, das vorwiegend für den Entwicklungs- und Konstruktions-Ingenieur, der mit elektrischen Kreisen zu tun hat, geschrieben ist. Es kann aber auch jeder, der sich über die genannten Baulemente informieren will, Nutzen daraus ziehen.

In den Quellenverzeichnissen — am Schluß jedes Kapitels ist ein besonderes vorhanden — vermißt man deutsches Schrifttum, zumal eine Art der ausführlich behandelten Kohleschicht-Widerstände deutschen Ursprungs ist, z. B. Widerstände vom Typ Karbowid sind vor mehreren Jahrzehnten in Deutschland erfunden worden, hergestellt und nicht nur dort verwendet, sondern auch in großen Stückzahlen in andere Länder geliefert worden. Es dürfte angezeigt sein, in einer Neuauflage des gut angelegten Stoffes entsprechende Hinweise zu geben, wie dies auch in dem einschlägigen deutschen Schrifttum geschehen ist.

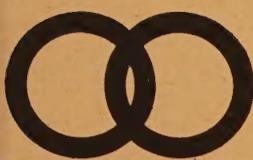
H. NOTTEBROCK †

#### Mitarbeiter dieses Heftes:

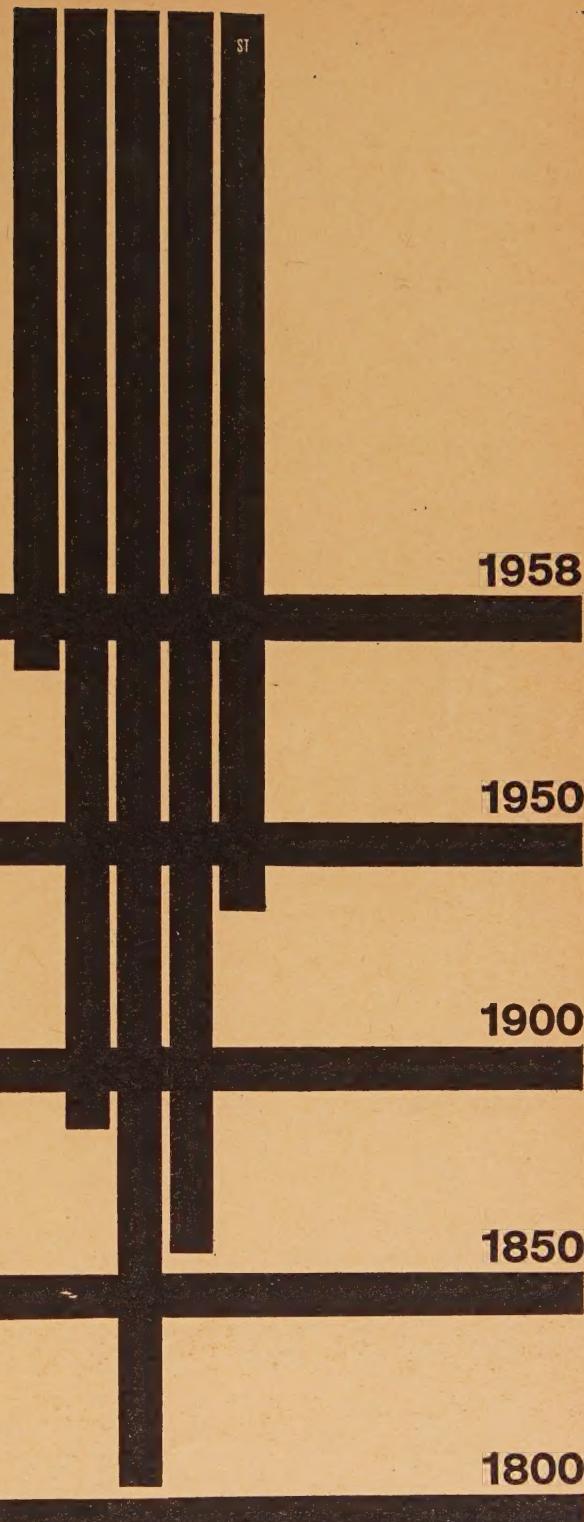
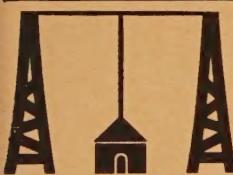
Dr. M. Börner, i. H. Telefunken GmbH., Forschungsinstitut, Ulm (Donau), Söflinger Straße 100; Dr. G. Bretschneider, i. H. Siemens & Halske AG, Zentral-Laboratorium, München 25, Hofmannstraße 51; Dipl.-Ing. H. Brunswig, im Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Hochschule, Darmstadt, Schloßgartenstraße 8; Prof. Dr. G. Eckart, Scheidt (Saar), Eichendorffstraße 13; Dr. A. H. Frei, c/o RCA Research Laboratories, Princeton, N.J., U.S.A.; Dr. E. Gundert, i. H. Telefunken GmbH., Röhrenentwicklung, Ulm (Donau), Söflinger Straße 100; Dipl.-Ing. F. Jaeschke, Darmstadt, Soderstraße 41; Prof. Dr. K. Rawer, Ionosphären-Institut, Breisach (Rhein); Dr. H. Schwentek und Dipl.-Phys. G. Umlauft im MPI für Aeronomie, Institut für Ionosphärenphysik, Lindau üb. Northeim/Hann.; Dipl.-Ing. C. Villalaz, Zürich 2/38, Rainstraße 6, Schweiz. Alle Rechte, auch die der photomechanischen Wiedergabe, sind vorbehalten, jedoch wird gewerblichen Unternehmen die Anfertigung einer photomechanischen Vervielfältigung (Photokopie, Mikrokopie) von Beiträgen oder Beitragsteilen für den innerbetrieblichen Gebrauch nach Maßgabe des zwischen dem Börsenverein des Deutschen Buchhandels und dem Bundesverband der Deutschen Industrie abgeschlossenen Rahmenabkommens gegen Bezahlung der dort vorgesehenen Gebühren an die Inkassostelle für Photokopiergebühren beim Börsenverein des Deutschen Buchhandels, Frankfurt am Main, gestattet. Werden die Gebühren durch Wertmarken der Inkassostelle entrichtet, so ist für jedes Photokopierblatt eine Marke im Betrag von —,30 DM zu verwenden.



**SEL** Erfahrung  
und Leistung...



890423118964  
302830  
396569367  
3227439367  
05527679227



Erfahrung, Leistung und Erfolg sind der feste Grund, in dem die Standard Elektrik Lorenz AG wurzelt: Nachrichtentechnische Firmen wie Lorenz, Mix & Genest, Schaub und SAF leisteten wesentliche Pionierarbeit bei der Entwicklung der Telegrafie und Telefonie, des Rundfunks und des Fernsehens. Diese Firmen — das Können und der Geist ihrer Gründer, die schöpferischen Leistungen ihrer Techniker und

Ingenieure — sind zusammengewachsen zur Standard Elektrik Lorenz AG. Das Entwicklungs- und Produktionsprogramm dieses modernen Unternehmens umfaßt die ganze Nachrichtentechnik.

Standard Elektrik Lorenz AG · Stuttgart  
... die ganze Nachrichtentechnik!

